RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 352 - Mars 1977



Le rebobinage des transformateurs

Protection d'enceintes acoustiques

Multimètre numérique

Les capteurs biomédicaux

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée

N° 352 MARS 1977

sommaire

Notre couverture : Illustration de notre article de la page 36. Rebobinage des transformateurs (Cliché Max Fischer).

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

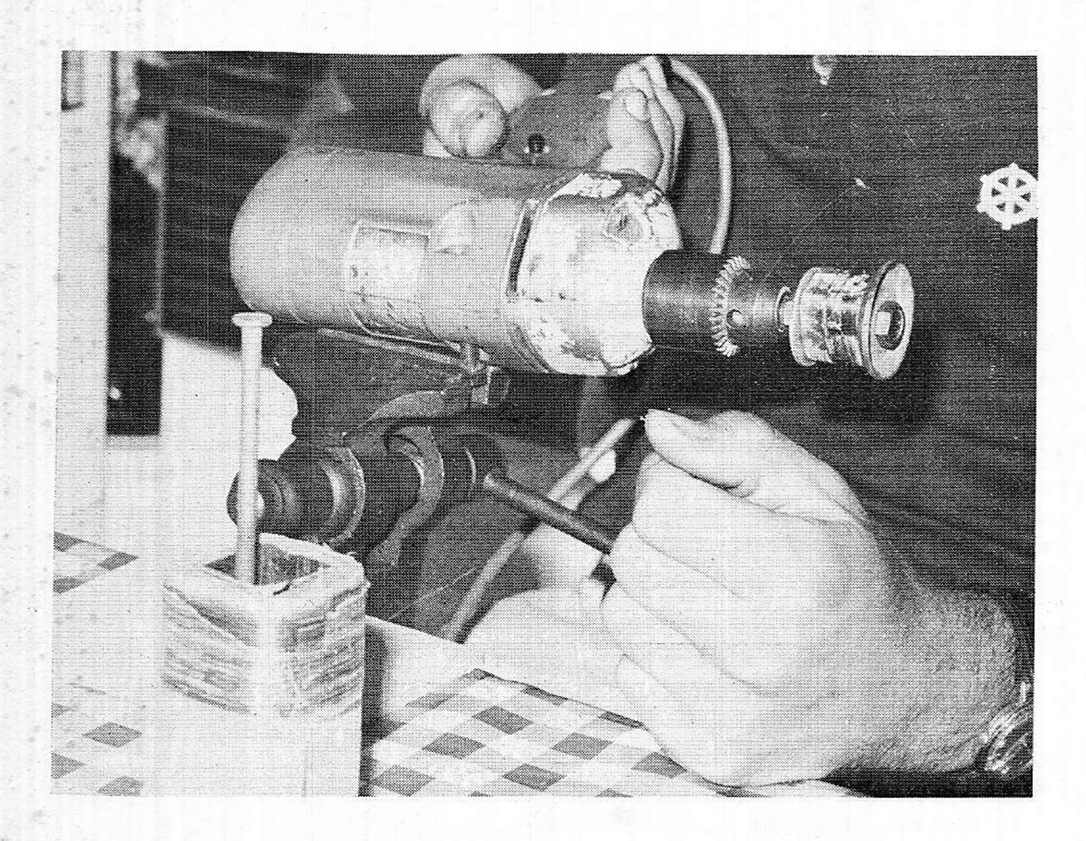
Courrier technique :
Odette Verron
Christian Duchemin

Tirage du précédent numéro
99 340 exemplaires

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépôt légal - 1er trimestre 1977 - Editeur n° 500 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois -
Distribué par S.A.E.M. TRANSPORTS - PRESSE - Composition Comporapid - Imprimerie SIEP - 77120 AVON

Le rebobinage des transformateurs de récupération



Après démontage d'appareils de récupération (notamment téléviseurs), il est fréquent de se retrouver à la tête d'un petit stock de transformateurs de diverses tailles que leurs caractéristiques très particulières rendent à peu près inutilisables alors que justement se fait sentir le besoin d'un modèle introuvable ou très onéreux. Nous allons exposer ici des principes de base permettant de démonter ces transfos inutiles et de les rebobiner en fonction des besoins de chacun, sans outillage particulier et avec le strict minimum de calculs.

Rappel des propriétés des transformateurs

La **figure 1** donne les équations bien connues relatives au transformateur parfait, élément idéal sans aucune perte (fil sans résistance, noyau en matériau magnétique parfait, sans courants de Foucault) l'équation (1) donne la relation entre les tensions primaire et secondaire et les nombres de spires. L'équation (2) donne la relation équivalente pour les courants qui, mise sous la forme (3) s'appelle la **règle des ampères-tours.** Dans les transformateurs réels, les pertes sont de deux types :

1) Les pertes « fer » (figure 2) :

Ces pertes sont dues à des courants parasites (courants de Foucault) apparaissant dans le noyau magnétique. Elles n'existeraient pas si le matériau du noyau était isolant (par exemple ferrite). On arrive à les rendre presque négligeables pour les petits transfos (de l'ordre de 1 watt par kg de noyau) en « feuilletant » le noyau. C'est pourquoi on utilise des tôles et non un bloc moulé. Les tôles doivent être isolées les unes des autres ce qui est réalisé soit par oxydation superficielle, soit par vernissage, soit par collage d'un papier très fin. Lors

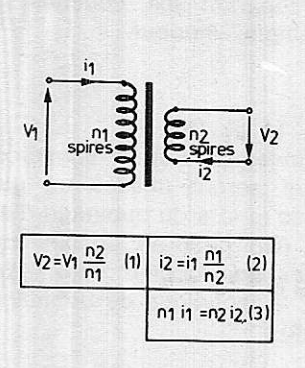


Figure 1 : Les équations du transformateur parfait.

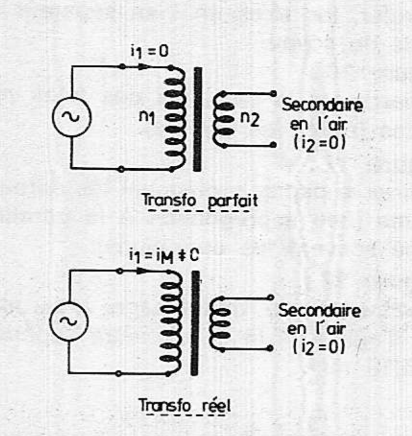


Figure 2 : Les pertes « fer » (puissance magnétisante).

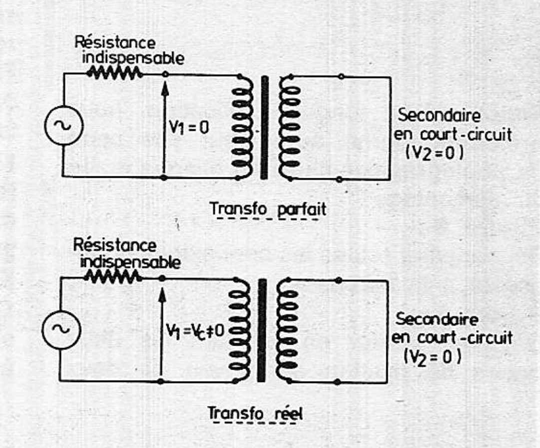


Figure 3 : Les pertes « cuivre » (effet Joule).

du démontage et du remontage, on veillera donc à ne pas rayer leurs surfaces.

La **figure 2** montre que les pertes fer sont responsables du « courant à vide » des transfos. qui doit être très faible si la réalisation est correcte. (Pour se donner un ordre de grandeur, on peut calculer le courant correspondant à 1 watt par kg sous la tension nominale, puis effectuer la mesure).

2) Les pertes « cuivre » (figure 3) :

Ces pertes sont dues à l'échauffement des enroulements (effet Joule). Elles sont très gênantes car elles occasionnent des chutes de tension dont il faut tenir compte à la construction en évaluant la résistance des enroulements avant leur bobinage, ou en se référant à un tableau de valeurs approchées **(figure 22).** Ces pertes se mesurent industriellement au moyen d'un essai en court-circuit, complémentaire de l'essai à vide. Ces deux essais permettent de se faire une idée assez précise des performances d'un transfo.

Ces quelques notions de base suffiront pour aider à appliquer dans les meilleures conditions la méthode purement pratique de calcul des transfos qui sera exposée plus loin et dont la justification sort très nettement du cadre de cet article d'application.

Constitution mécanique des transformateurs courants

La **figure** 4 en donne un exemple.
Les différents enroulements, constitués de fil de cuivre émaillé, sont bobinés sur une carcasse en carton ou plastique. C'est à travers cette carcasse que passe le noyau, circuit magnétique **fermé** de section constante comme en témoigne la **figure 5,** représentant les tôles en « E » et en « I » utilisées dans l'immense majorité des transfos grand public. Dans les transfos ordinaires, les tôles en E et en I sont imbriquées mutuellement comme sur la **figure 6.** Seulement dans les cas où une composante continue est superposée au courant parcourant un des enroulements, on crée un entrefer en regroupant les tôles de chacun des deux types et en les écartant par une cale de papier **(figure 7).** On évite ainsi la saturation du noyau, mais ceci modifie les autres caractéristiques. Dans l'étude qui suit, seuls seront évoqués les montages « imbriqués ».

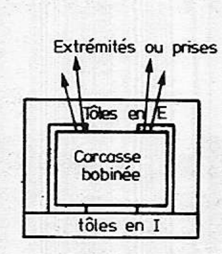


Figure 4 : Constitution mécanique d'un transformateur.

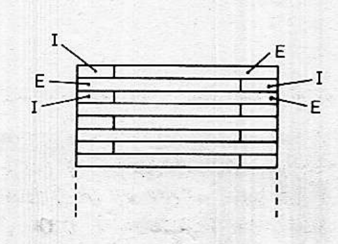


Figure 6 : Assemblage des tôles en « imbriqué » (sans entrefer).

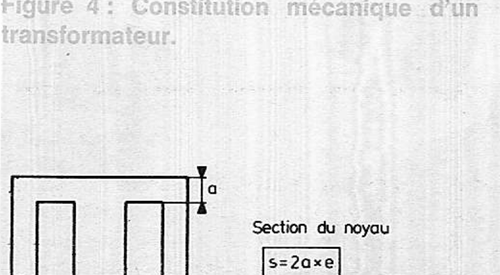


Figure 5 : Tôles utilisées pour les circuits magnétiques en « EI ».

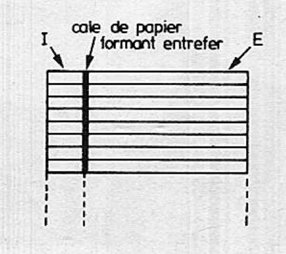


Figure 7 : Assemblage des tôles avec entrefer (cas d'une composante continue).

Démontage d'un transfo récupéré

Plutôt qu'une longue explication, nous préférons fournir au lecteur une série de photographies illustrant chaque étape du démontage :

Figure 8 :
Déconnecter toutes les connexions aboutissant à la carcasse.

Figure 9 :
Détacher l'étrier en écartant les deux pattes de fixation au moyen de deux tournevis. Dans le cas d'un montage à entrefer, les tôles en I se séparent du reste du noyau.

Figure 10 :
Débarrasser la carcasse des tôles restantes (éviter les rayures).

Figure 11 :
Retirer le papier protégeant les enroulements (une imprégnation à la paraffine gêne souvent les opérations).

Figure 12 :
Commencer le débobinage à la main s'il s'agit d'un fil de diamètre supérieur à 5/10 mm.

Figure 13 :
Récupérer éventuellement les bandes de papier séparant les couches en vue d'un réemploi ultérieur.

Figures 14 et 15 :
Les enroulements de fil fin seront conservés et seront utilisés en guise de bobine de fil lors du bobinage d'un autre transfo. (On peut au besoin transférer le fil sur une bobine intermédaire en utilisant la technique de bobinage de la **figure 26).**

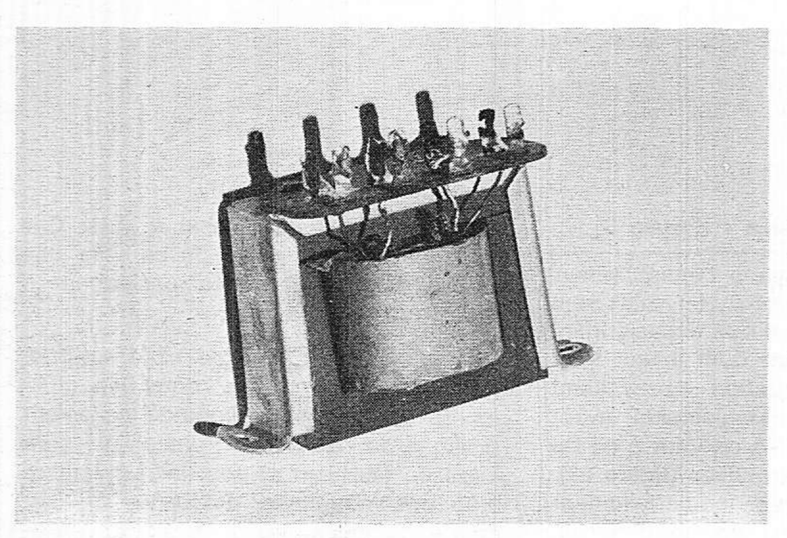


Figure 8 : Le transformateur avant démontage. La première opération consiste à dessouder ou couper les connexions de sortie.

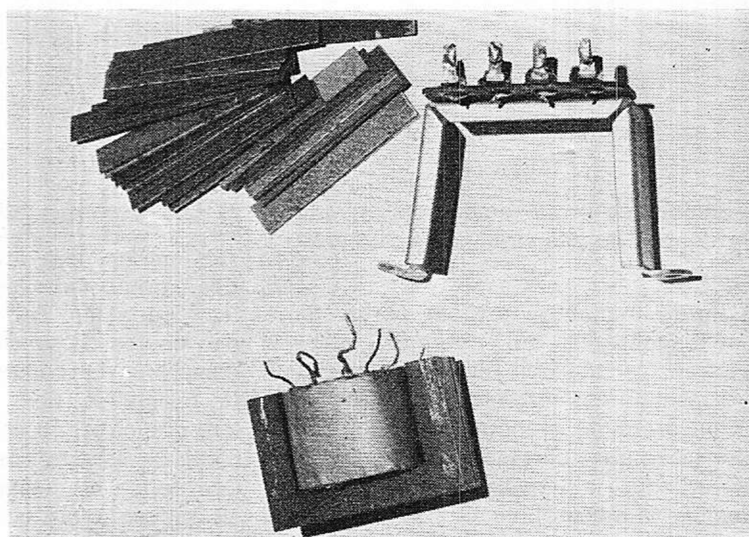


Figure 9 : Après avoir démonté l'étrier de fixation, on constate que ce transfo comportait un entrefer (les tôles en E et les tôles en I sont groupées entre elles). Au remontage, cet entrefer devra être supprimé grâce à un montage « imbriqué ».

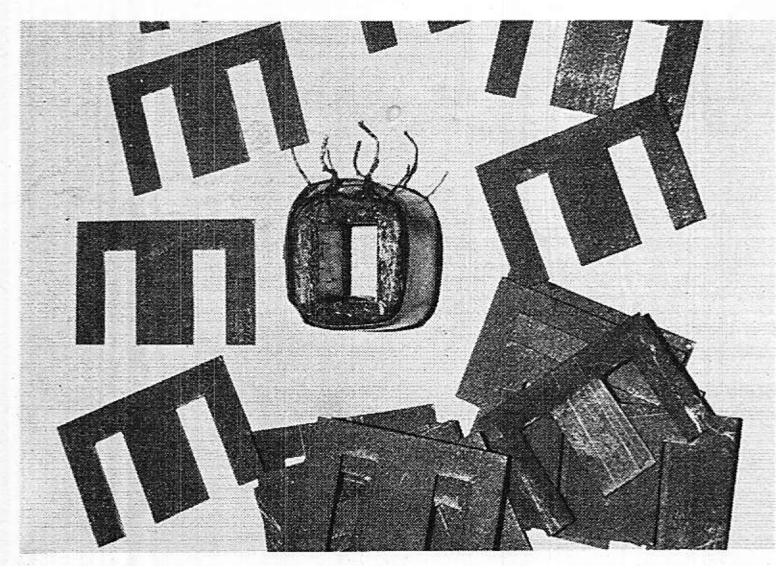


Figure 10 : L'extraction des tôles restantes permet un accès facile à la carcasse bobinée.

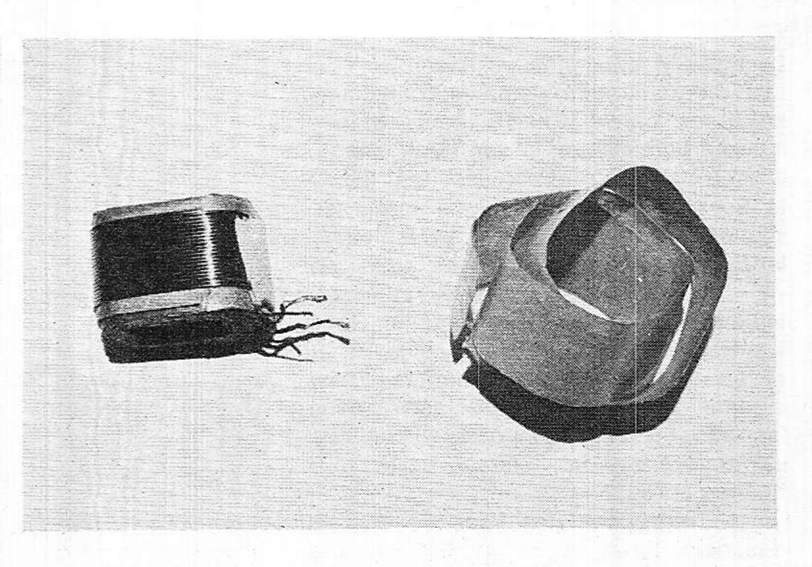


Figure 11 : L'enlèvement du papier de protection laisse apparaître un premier enroulement.

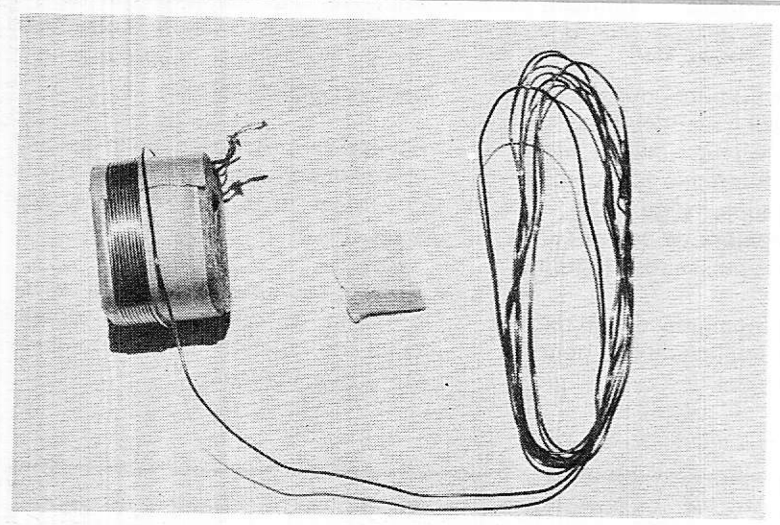


Figure 12 : Débobinage du premier enroulement : on remarquera la bande de blocage de la dernière spire.

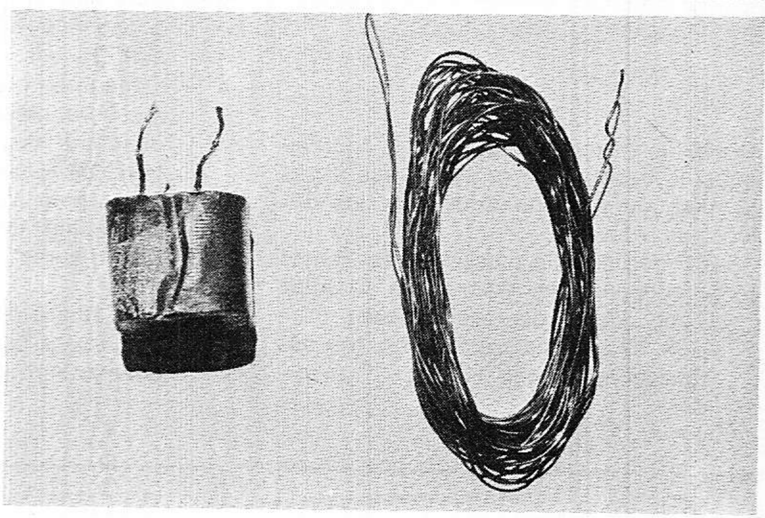


Figure 14 : Le premier enroulement éliminé, on en voit apparaître un second exécuté en fil beaucoup plus fin, protégé également par une bande de papier.

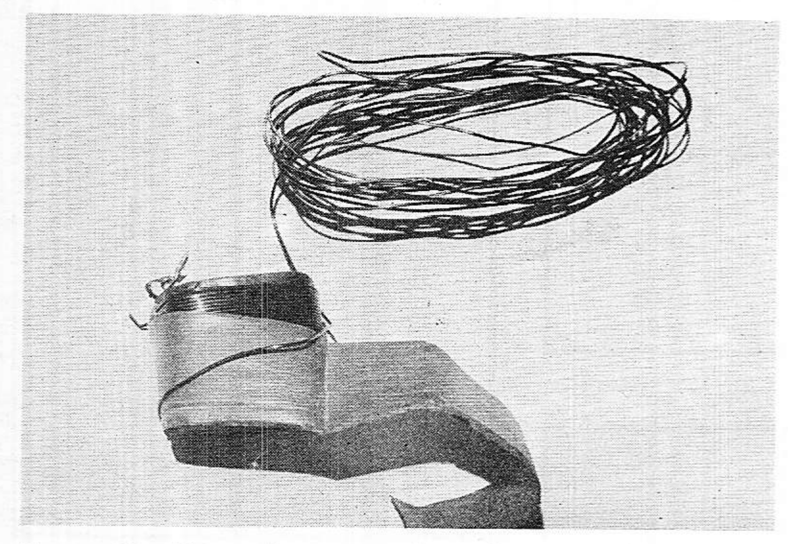


Figure 13 : Entre chaque couche est disposé un papier de protection.

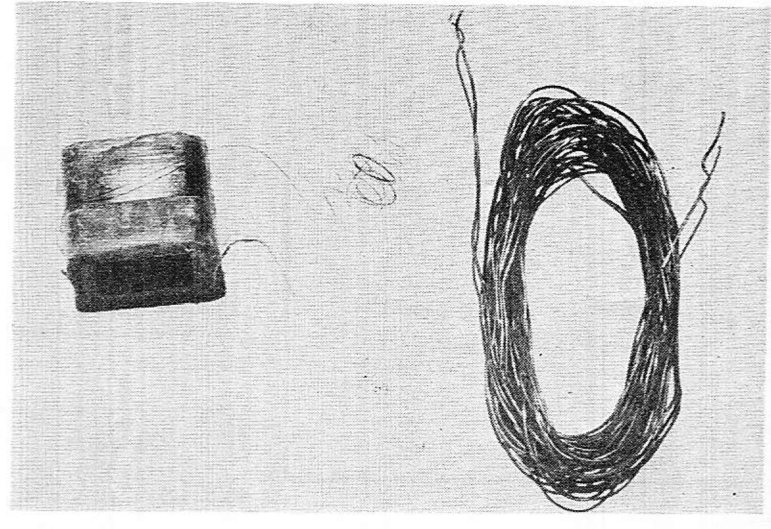


Figure 15 : Le débobinage du fil fin étant très délicat, on conservera cet enroulement comme réserve de fil pour bobiner une nouvelle carcasse.

Calcul du transfo à réaliser

Grâce à l'exemple que nous fournissons, le lecteur pourra suivre pas à pas la méthode pratique dont voici les différentes phases :

1 — Déterminer la puissance du transfo (sommes des puissances fournies par chacun des secondaires).

2 — En déduire la section de fer nécessaire **(figure 16).**

3 — Déterminer le courant primaire (puissance totale divisée par tension primaire).

4 — Connaissant les courants dans chaque enroulement, en déduire le diamètre des fils à utiliser, **(figure 17)** ayant déterminé la densité de courant à adopter **(figure 20).**

5 — Déterminer le nombre de spires par volt d'après la puissance **(figure 21).**

6 — En déduire les nombres de spires théoriques par multiplication, pour chaque enroulement.

7 — Appliquer aux nombres de spires trouvés le coefficient correcteur donné à la **figure 22** (uniquement pour les secondaires).

8 — Estimer la surface occupée par les enroulements en multipliant par 4 la surface théorique (somme des sections).

9 — Choisir les tôles (forme et nombre afin de satisfaire aux conditions de section et d'encombrement des bobines.

Puissance (VA)	Section noyau (cm^2)
1	2
5	4
10	6
15	7
20	8
25	9
30	10
35	10,5
40	11
45	12
50	13
60	14
70	15
80	16
90	17
100	18
150	22
200	25
250	28

Figure 16 : Détermination de la section du noyau en fonction de la puissance.

Diamètre en mm	Courant max. 4 A/mm^2	(Amp) pour 3,5 A/mm^2
0,05	0,008	0,006
0,10	0,032	0,024
0,15	0,070	0,053
0,2	0,126	0,095
0,3	0,280	0,210
0,4	0,500	0,375
0,6	1,132	0,849
0,8	2,000	1,500
1	3,140	2,355
1,5	7,060	5,295
2	12,56	9,420
2,5	19,70	14,78
3	28,80	21,60
4	50,80	38,10

Figure 17 : Détermination du diamètre du fil en fonction du courant.

Diamètre en mm	Ω/m
0,05	9,50
0,10	2,22
0,15	0,99
0,2	0,66
0,3	0,25
0,4	0,14
0,6	0,06
0,8	0,04
1	0,02
1,5	0,01
2	0,006
2,5	0,004
3	0,003
4	0,001

Figure 18 : Estimation de la résistance.

Diamètre en mm	Section mm^2
0,05	0,002
0,10	0,008
0,15	0,018
0,2	0,032
0,3	0,071
0,4	0,12
0,6	0,28
0,8	0,50
1	0,78
1,5	1,77
2	3,14
2,5	4,90
3	7,07
4	12,57

Figure 19 : Equivalence diamètre/section.

Puissance	Densité de courant (A/mm^2)
Jusqu'à 100	4
De 100 à 500 ...	3,5

Figure 20 : Détermination de la densité de courant pour un échauffement modéré.

Section noyau (cm^2)	Nombre de spires par volt
2	14,5
4	11
6	7,5
7	6,7
8	5,8
9	5,2
10	4,5
10,5	4,4
11	4,2
12	3,8
13	3,6
14	3,3
15	3,1
16	2,9
17	2,8
18	2,6
22	2,05
25	1,80
28	1,55

Figure 21 : Détermination du nombre de spires par volt en fonction de la section du noyau.

Puissance (VA)	Chute de tension %
10	15
13	14
18	13
25	12
37	11
50	10
75	9
100	8
150	7
250	6

Figure 22 : Détermination de la chute de tension (donc de la majoration des nombres de spires en fonction de la puissance).

Exemple pratique

on se propose de réaliser le transformateur ayant les caractéristiques du schéma A

- $P = (6 \times 2) + (12 \times 0{,}25) = 15$ VA
- Section du noyau = 7 cm²
- Courant primaire $= \dfrac{15}{220} \simeq 70$ mA
- Diamètre des fils (densité = 4 A/mm²) :

— Enroulement 1 : 0,15 mm (section = 0,018 mm²)
— Enroulement 2 : 0,8 mm (section = 0,5 mm²)
— Enroulement 3 : 0,3 mm (section = 0,071 mm²)

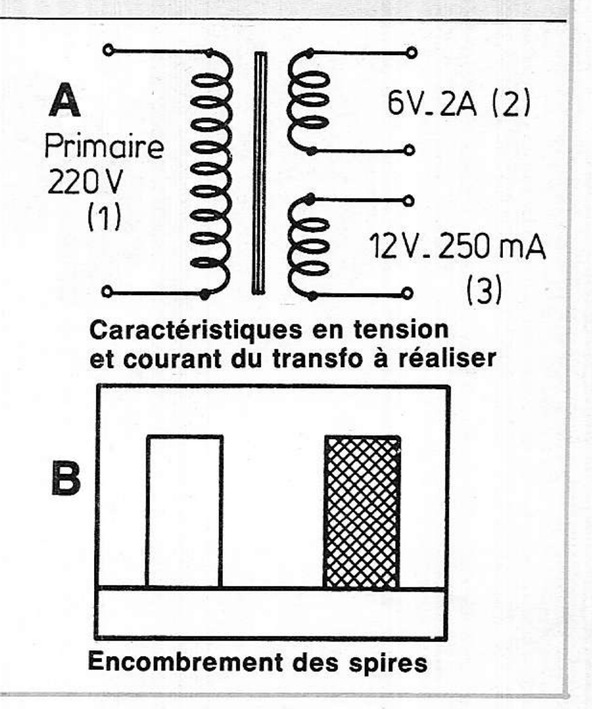
- Nombre de spires (6,7 spires par volt) :

— Enroulement 1 : 1474 spires
— Enroulement 2 : 40 + 13 % = 52 spires
— Enroulement 3 : 80 + 13 % = 104 spires

- Calcul de l'encombrement :

S (en mm² $= 4[(1474 \times 0{,}018) + (40 \times 0{,}5) + (80 \times 0{,}071]$
$= 210$ mm² ou 2,1 cm² (Voir **schéma B**)

d'où le choix des tôles de façon à obtenir 7 cm² de section, en fonction des stocks disponibles.



Caractéristiques en tension et courant du transfo à réaliser

Encombrement des spires

Construction du transformateur

La construction respectera scrupuleusement les chiffres déterminés précédemment. Les étapes seront sensiblement les mêmes que lors du démontage, mais en ordre inverse. Pour mesurer le diamètre des fils dont on dispose sur d'autres carcasses, il est commode d'appliquer la méthode de la **figure 23 :** par pliage, juxtaposer le fil à lui-même un nombre de fois suffisant pour obtenir une largeur mesurable au double-décimètre, puis effectuer la division. Les enroulements de gros fil seront réalisés à la main, et ceux de fil fin à l'aide d'une perceuse électrique munie d'un variateur de vitesse permettant les régimes les plus lents, ou tout simplement d'une chignole à main. La carcasse à bobiner sera serrée dans un mandrin semblable à celui de la **figure 25** (boulon de Ø 8 mm, écrou et rondelles) monté sur la perceuse. La carcasse servant de réserve de fil sera libre de pivoter autour d'une tige maintenue sur un support lourd : **Photo de titre.** Le guidage du fil se fera entre pouce et index. Selon la patience de chacun, il est possible de bobiner « en vrac » ou bien à spires jointives en séparant les couches avec une

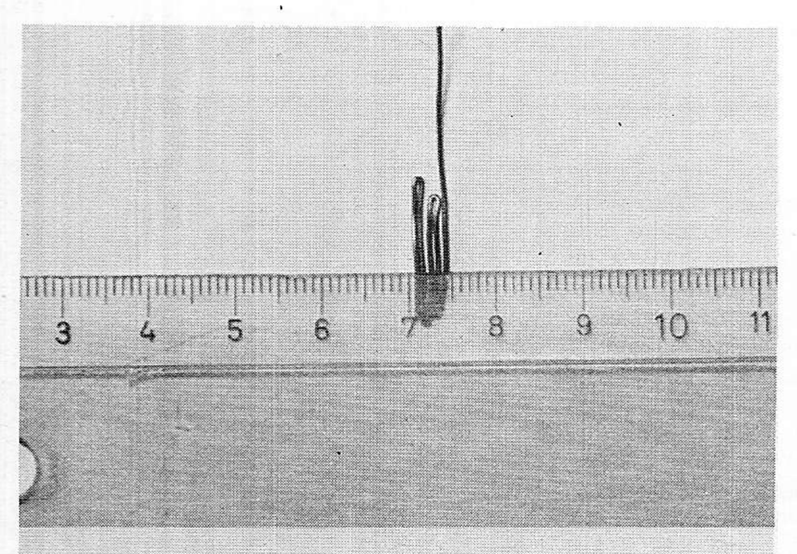


Figure : 23 : Méthode de mesure des diamètres de fils fins.

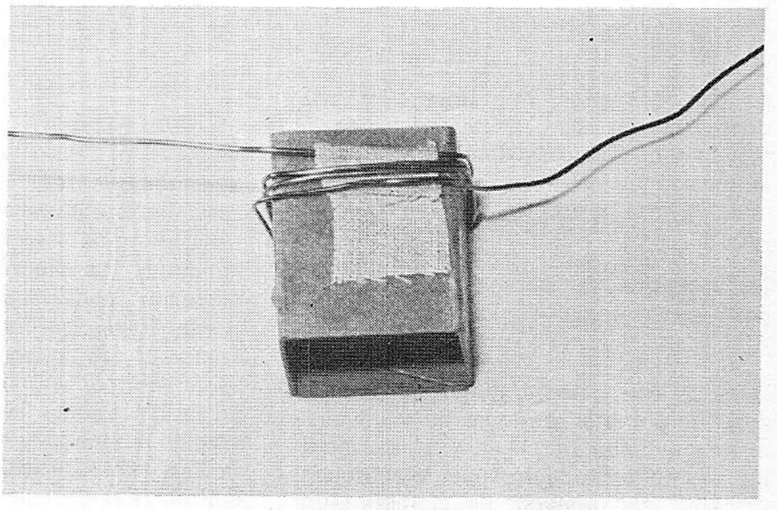


Figure 24 : Sur une carcasse neuve ou récupérée, bobiner le premier enroulement (prévoir une bande de blocage de la première spire).

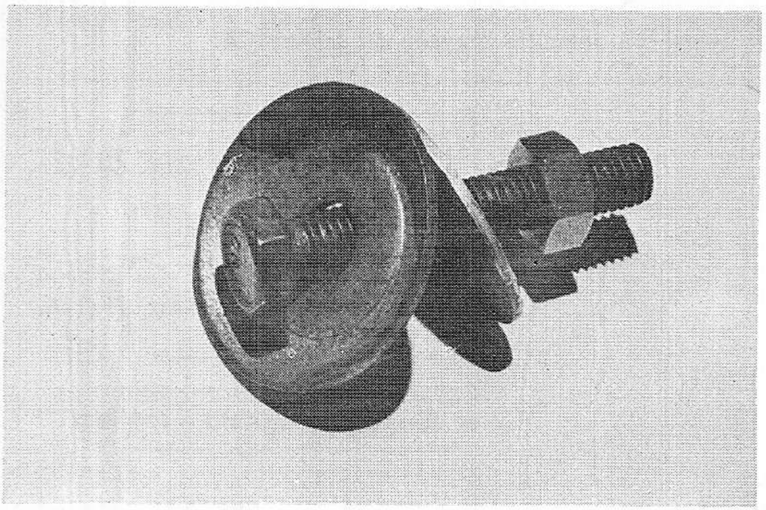


Figure 25 : Mandrin de bobinage constitué d'une longue vis de diamètre 8 mm, deux grandes rondelles et un écrou.

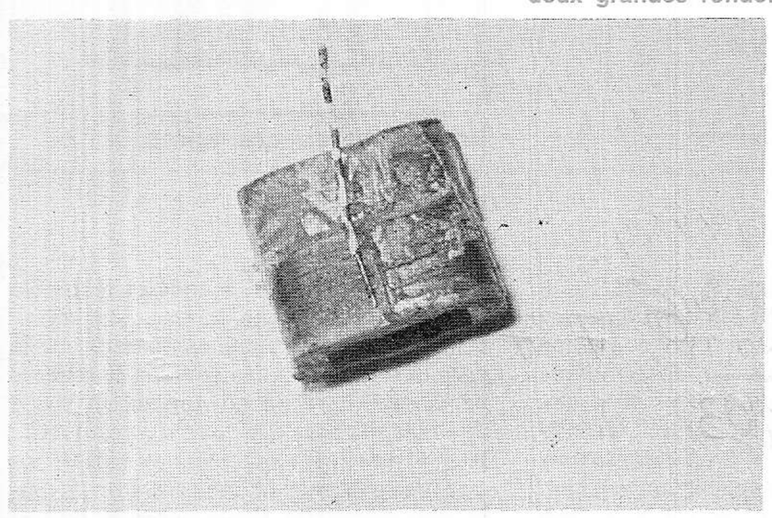


Figure 26 : Un fil rigide isolé bloqué entre deux couches de fil constitue un moyen simple et robuste pour réaliser une prise intermédiaire sans couper le fil.

bande de papier. Les prises intermédiaires seront, s'il y a lieu, réalisées au moyen d'un fil rigide soudé sur l'enroulement dénudé en un point (soigner l'isolement) : **figure 26.**

Le problème du comptage des spires peut être résolu de diverses façons.

Dans le cas d'une chignole à main, il suffit de compter les tours de manivelles et de multiplier par le rapport de multiplication. Pour les perceuses électriques, on peut soit prévoir un compte-tours (mécanique ou électrique) soit évaluer le périmètre moyen d'une spire et mesurer la longueur du fil en passant par l'intermédiaire de sa résistance **(figure 18)** : la précision est très suffisante.

Conclusion

Les méthodes qui viennent d'être exposées ne prétendent pas conduire à la réalisation de transformateurs dans les meilleures conditions de rentabilité, car elles font appel à plusieurs approximations. Elles permettent néanmoins à l'amateur de réaliser des transformateurs répondant à ses besoins précis à partir d'éléments de récupération, sans calculs compliqués et sans outillage particulier. Nous préciserons pour finir que les tableaux de valeurs numériques contenus dans ces pages ont été établis pour une fréquence de fonctionnement de 50 Hz et que des corrections seraient à prévoir pour d'autres fréquences.

PATRICK GUEULLE



Réalisation d'un multimètre numérique 2 000 points

(3e partie)

VII) Convertisseur fréquence-tension

La mise en série du convertisseur fréquence tension et du convertisseur A/N permet la mesure des fréquences sur cinq gammes : 20Hz à 200 KHz. Ce nombre n'est pas limitatif et il suffirait d'une position supplémentaire et d'un condensateur de 10 pF pour réaliser une gamme 2 MHz.

Analyse du fonctionnement

Le principe de ce circuit donné à la **figure 21** est simple : en effet on obtient une tension de sortie égale à la valeur moyenne d'impulsions calibrées par le

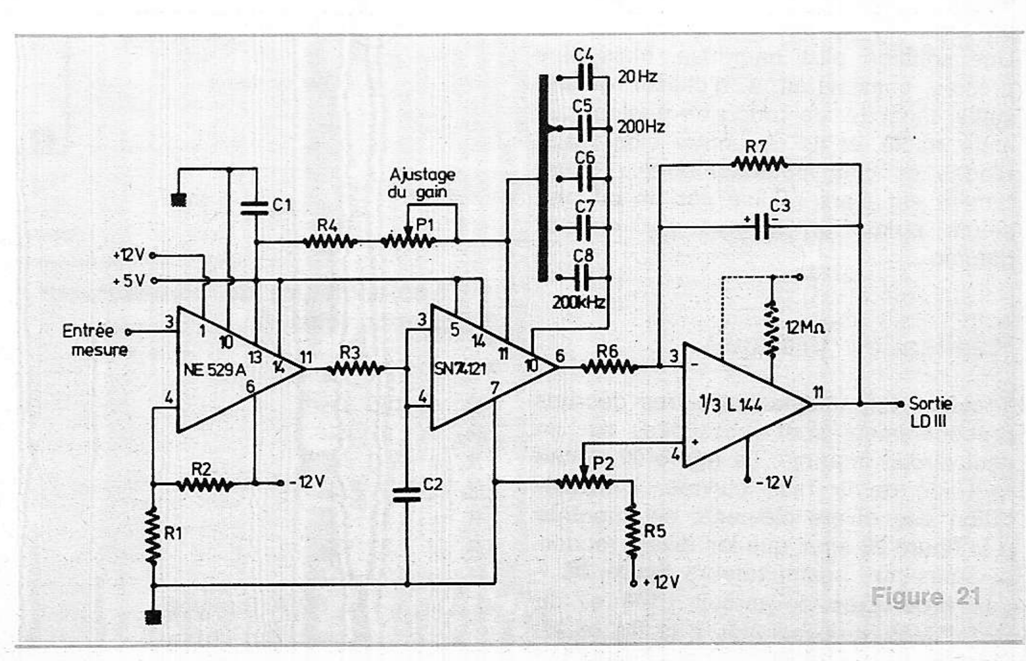


Figure 21

monostable SN 74121. Un signal périodique, d'amplitude minimale 100 mV crête à crête et maximale 12 V crête à crête, de forme simple (sinus, carré, rectangulaire) est transformé par le comparateur NE 529 A en un signal carré ou rectangulaire de même fréquence et en phase avec l'entrée. Les fronts positifs de ce signal déclenchent le monostable SN 74121 qui génère des impulsions d'une durée fixée par R4, P1 et le condensateur de choix de gamme. La sortie du monostable est donc au niveau haut pendant un temps t = (R4 + P1) C ln 2. Ces impulsions sont alors intégrés par un des trois AOP du L 144 dont la résistance de contrôle du courant vaut 12 MΩ. P2 permet l'ajustement du zéro en agissant sur la polarisation de l'entrée non inverseuse de l'AOP et P1 modifie la durée d'une impulsion et la valeur de la tension de sortie, proportionnelle donc au temps pendant lequel le signal de sortie du SN 74121 est au niveau haut, ce temps global n'étant pris en compte que pendant la durée de l'intégration.

Mise au point et réglage

La précision des mesures effectuées en fréquencemètre sera déterminée par la précision avec laquelle seront connues les valeurs des capacités. On choisira donc de préférence des condensateurs ayant la précision la plus faible possible. La mise au point se décompose en deux phases : l'entrée étant à la masse on règle P2 de manière à lire 0000 en sortie. La fréquence du réseau EDF pouvant varier entre 49,95 Hz et 50,05 Hz est donc connue à 0,1 % près. On injecte à l'entrée du circuit un signal sinusoïdal provenant de l'enroulement chauffage filament d'un transformateur d'alimentation, et sur la gamme 200 Hz pleine échelle, on règle P1 de manière à lire 50,0 Hz. Une solution plus onéreuse, mais plus précise consisterait à n'utiliser qu'une seule capacité, de précision quelconque mais stable, et de commuter cinq résistances et cinq potentiomètres. L'ajustement est alors réalisé par un ou plusieurs points de mesure sur chaque gamme.

Réalisation pratique

Toutes les fonctions auxiliaires décrites précédemment sont regroupées sur un seul circuit imprimé. La **figure 22** donne le tracé de la face cuivrée. L'implantation des divers éléments est montrée à la **figure 23** ainsi que les divers raccordements aux commutateurs **figure 24.** Les brochages du circuit L144 et du FET P.Mos sont indiqués à la **figure 25.**

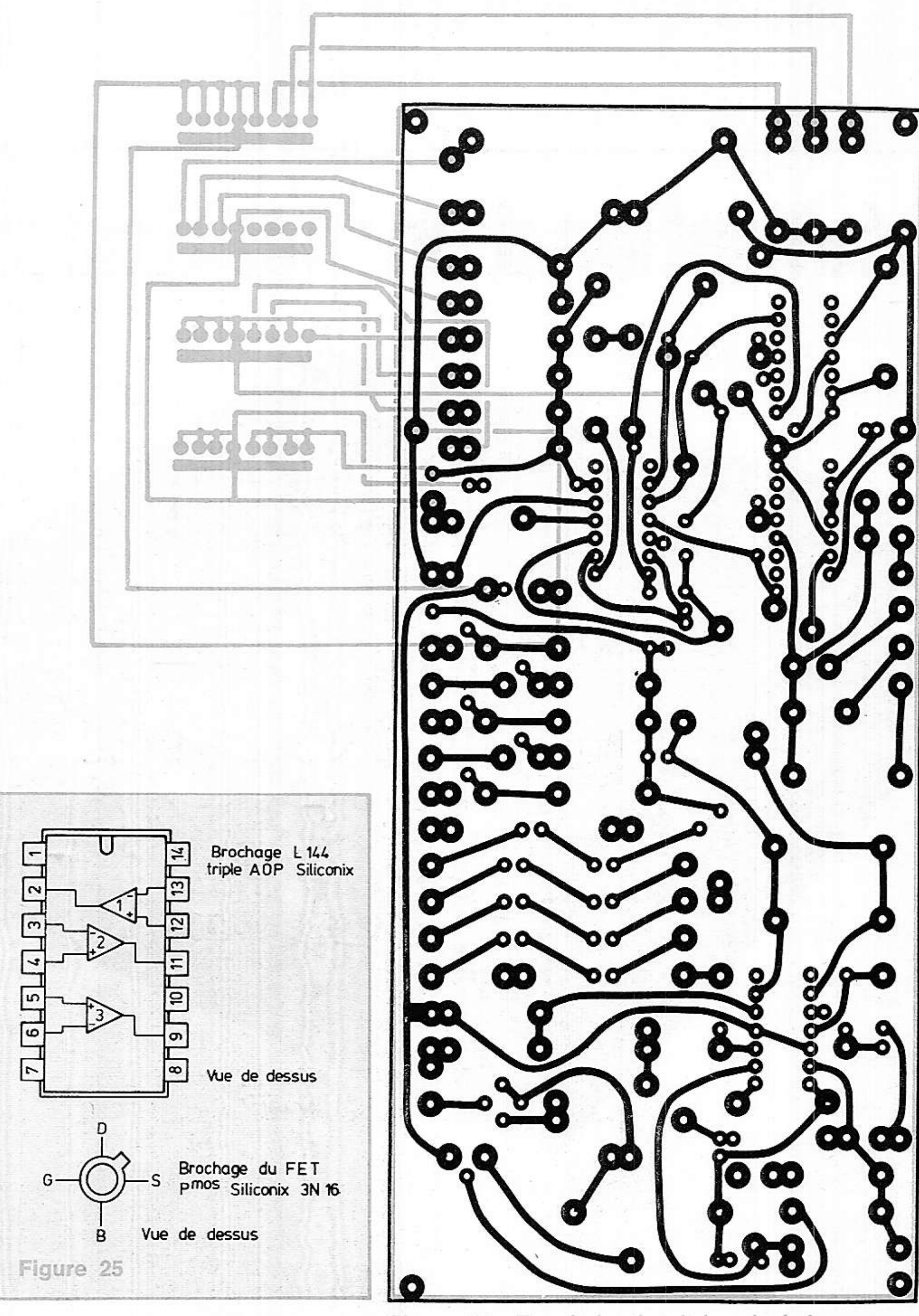


Figure 25

Figure 22 : Tracé du circuit imprimé. La figure 24 apparaît en superposition couleur.

h) Nomenclature du convertisseur fréquence tension

R_1 = 100 Ω
R_2 = 22 KΩ
R_3 = 510 Ω
R_4 = 4,7 KΩ
R_5 = 43 KΩ
R_6 = 20 KΩ
R_7 = 20 KΩ
P_1 = 1 KΩ T7YA Sfernice
P_2 = 1 KΩ
C_1 = 1 μF
C_2 = 100 pF
C_3 = 5 μF 10/12 V
C_4 = 1 μF
C_5 = 0,1 μF
C_6 = 10 nF
C_7 = 1 nF
C_8 = 100 pF
Circuits intégrés
1 NE 529 A Signetics
1 SN 74121 Texas

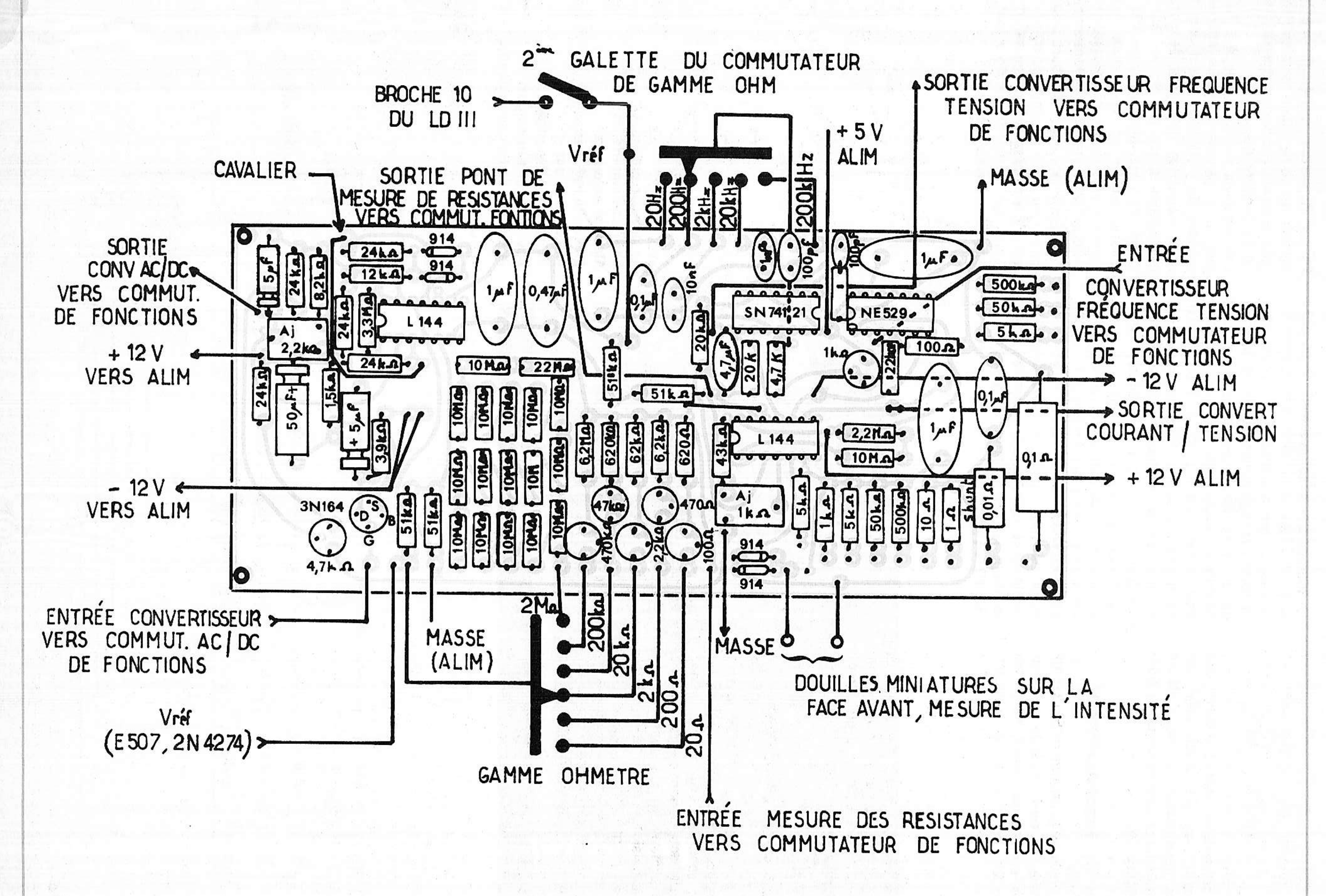

2ème GALETTE DU COMMUTATEUR DE GAMME OHM
BROCHE 10 DU LD III
Vréf
CAVALIER
SORTIE PONT DE MESURE DE RESISTANCES VERS COMMUT. FONTIONS
SORTIE CONV AC/DC VERS COMMUT. DE FONCTIONS
+ 12 V VERS ALIM
- 12 V VERS ALIM
ENTRÉE CONVERTISSEUR VERS COMMUT. AC/DC DE FONCTIONS
Vréf (E507, 2N4274)
MASSE (ALIM)
GAMME OHMETRE
2MΩ
200kΩ
20kΩ
2kΩ
200Ω
20Ω
20Hz
200Hz
2kHz
20kHz
200kHz
+ 5 V ALIM
SORTIE CONVERTISSEUR FREQUENCE TENSION VERS COMMUTATEUR DE FONCTIONS
MASSE (ALIM)
ENTRÉE CONVERTISSEUR FRÉQUENCE TENSION VERS COMMUTATEUR DE FONCTIONS
- 12 V ALIM
SORTIE CONVERT COURANT / TENSION
+ 12 V ALIM
MASSE
DOUILLES MINIATURES SUR LA FACE AVANT, MESURE DE L'INTENSITÉ
ENTRÉE MESURE DES RESISTANCES VERS COMMUTATEUR DE FONCTIONS
L 144
SN 74121
NE 529
3N164
shunt

Figure 23

VIII) Pont de mesure pour condensateurs

Ce pont de mesure, réalisé d'après une note d'application ITT ayant déjà fait l'objet de publication ne sera décrit que sommairement. Son schéma est donné à la **figure 26.**

Principe de fonctionnement

Le condensateur à mesurer Cx sert de base de temps à un monostable, on mesure à la sortie une valeur moyenne, proportionnelle à la valeur du condensateur.

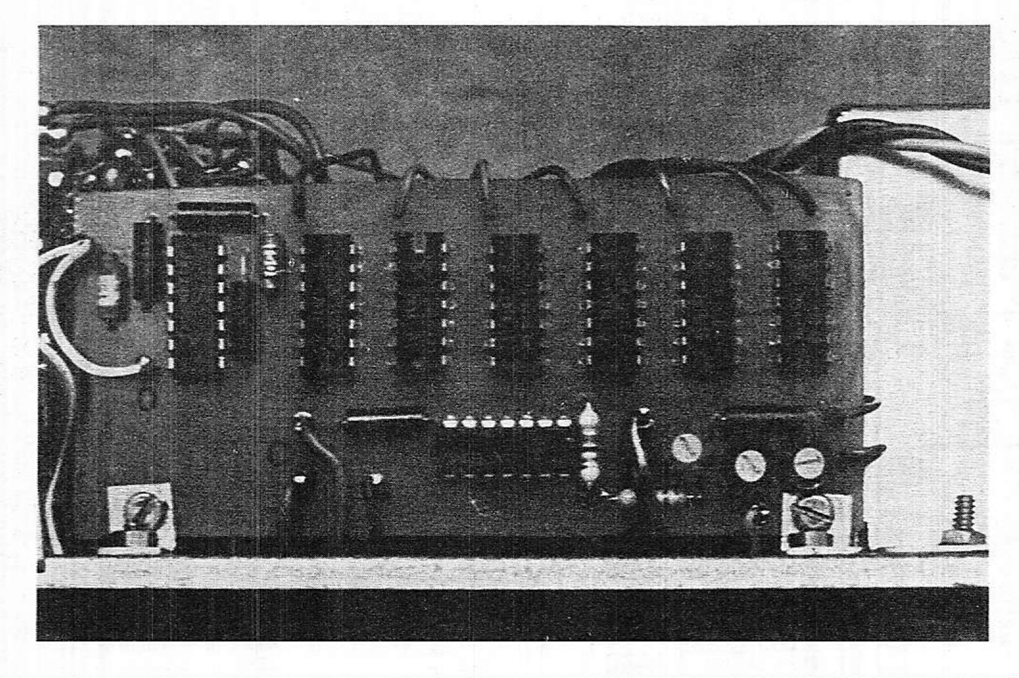
Le multivibrateur astable MIC 74124 produit un signal à 1 MHz très constant. Les six compteurs MIC 7490 ou SN 7490 divisent successivement le signal de sortie du générateur. On dispose donc à l'entrée du monostable, par le truchement d'un commutateur à plots, d'un signal de fréquence sousmultiple décimale de 1 MHz. Le monostable est déclenché par les fronts positifs et sa sortie est à l'état haut pendant un temps : T, proportionnel à la valeur de la capacité connectée entre les broches 10 et 11 du monostable. T = R4 Cx ln 2.

Pour éliminer la capacité parasite du monostable on effectue la mesure dans la diagonale d'un pont constitué par : R7, P1 ou P2.

P1 ou P2 seront ajustés de manière à obtenir au point milieu la même tension qu'à la sortie du monostable en l'absence de condensateur.

Les mesures seront justes à 3 % près jusqu'à la gamme 1 µF. Le microampèremètre du multimètre étant peu amorti et la fréquence du signal de sortie du monostable faible (10 Hz pour la plage 10 µF, et 1 Hz dans la plage 100 µF) il faudra insérer un intégrateur entre le pont de mesure et l'ampèremètre pour obtenir une stabilité irréprochable.

Sans cet intégrateur la mesure devra être faite « au vol » comme pour un appareil à cadre mobile (galvanomètre balistique). On ne tiendra compte que de la valeur maximale affichée.



Le pont de mesures pour condensateurs mettant en œuvre 8 circuits intégrés a été câblé sur un circuit indépendant pour ne pas surcharger le C.I. des fonctions annexes.

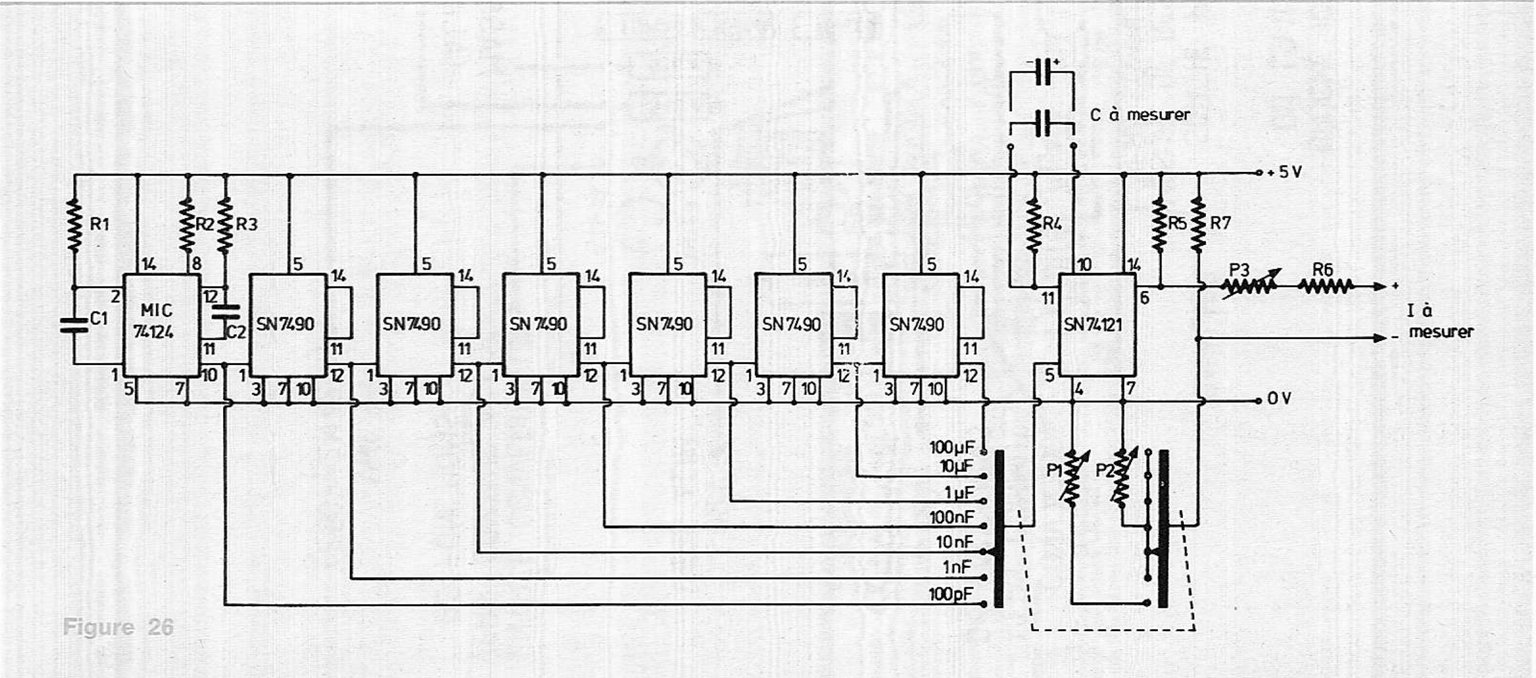


Figure 26

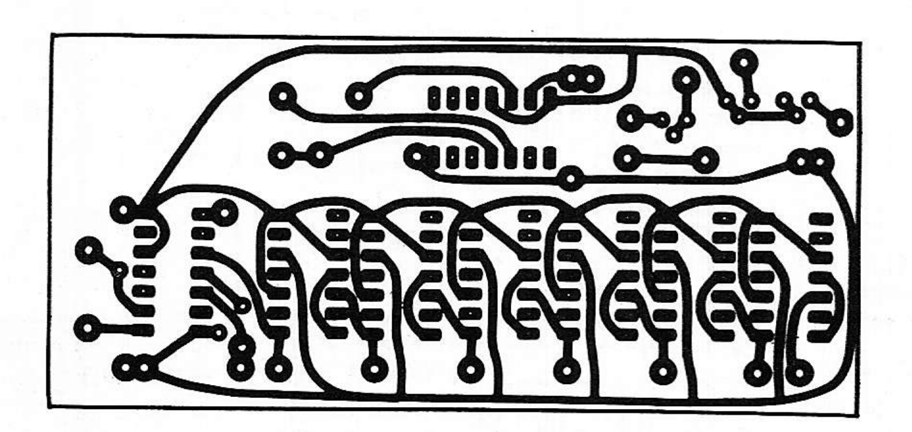


Figure 27

4,7kΩ
150pF
4,7kΩ
MIC 74124
10 kΩ
150pF
SN7490
SN7490
SN7490
SN7490
SN7490
SN7490
0V
VERS ALIM
MESURE DE I
(ENTRÉE CONVERTISSEUR I/V)
+5V VERS ALIM
10KΩ
SN74121
470Ω
5kΩ
4,7kΩ
27kΩ
500Ω
500Ω
VERS DOUILLES
BANANES MINIATURES
(FACE AVANT)
MESURE DE CX
MESURE DE I
ENTRÉE CONVERTISSEUR
COURANT TENSION

Figure 28

Réalisation pratique

Le pont de mesure pour condensateur, également fonction annexe est lui monté seul sur un circuit imprimé dont la face gravée est donnée à la **figure 27** l'implantation des composants est visible **figure 28** ainsi que la photo.

i) Nomenclature du pont de mesure pour condensateurs

R_1 = 4,7 KΩ
R_2 = 10 KΩ RCMX 05 1 %
R_3 = 4,7 KΩ
R_4 = 10 KΩ
R_5 = 470 Ω
R_6 = 27 KΩ
R_7 = 4,7 KΩ
P_1 = 470 Ω
P_2 = 470 Ω T7YB Sfernice
P_3 = 4,7 KΩ
C_1 = 150 pF Mylar
C_2 = 150 pF
1 MIC 74124 (ITT)
6 SN 7490 ou MIC 7490 (Texas ou ITT)
1 SN 74121 ou MIC 74121

Diode de protection 1N914

Commutateur automatique de gamme

Commutateur sans rupture de contact entre les différentes positions

Convertisseur alternatif continu

Face avant

BNC

Pont de mesure pour résistances

Convertisseur analogique numérique

±1888

Convertisseur courant tension

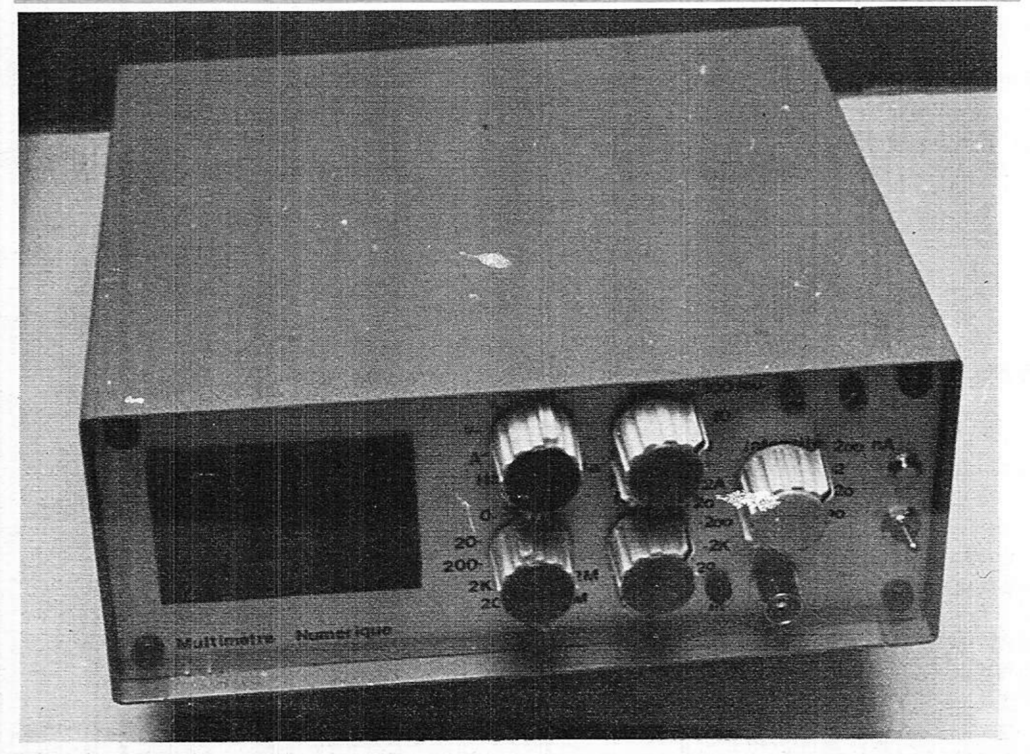
Convertisseur fréquence tension

Douilles bananes miniatures

Pont de mesure pour condensateur

Douille banane miniature

Figure 29



La photo montre le multimètre numérique achevé.

IX) Finition

Après câblage les divers modules seront fixés dans un boîtier coffret et raccordés suivant le schéma général du commutateur de fonction de la **figure 29.**

j) **Coffret**

Système GI, réf. : 5060/20
dimensions 80 × 205 × 180

F. DE DIEULEVEULT



Circuit autonome de protection des enceintes

Il arrive souvent à des amateurs de HIFI de « brûler » une enceinte, quand ils disposent d'un amplificateur un peu puissant, surtout s'il leur vient l'idée d'utiliser leur matériel pour une sonorisation occasionnelle.
Ces accidents sont d'autant plus fréquents que la mesure de la puissance supportable par les haut-parleurs est d'une précision contestable, et, de plus, n'est pas vraiment normalisée.
De toute manière, les méthodes considèrent en général que le niveau moyen des aiguës est très inférieur à celui des médiums et surtout des graves.
Cela est en général vrai pour l'écoute de disques de musique classique, en usage HIFI, sans corrections de tonalité.
C'est souvent faux en usage « SONO », comme peuvent le confirmer les professionnels de la sonorisation.
L'amateur qui voudrait utiliser des enceintes HIFI au maximum de leur tenue en puissance, sans risques, doit donc tenir compte de deux aspects de la question.

- **les constructeurs ont une certaine tendance à exagérer la puissance maximale dissipable par leurs enceintes.**

Il est bon en général de se tenir prudemment en dessous de la valeur indiquée, pour un usage à haut niveau. Par exemple, une enceinte vendue pour 50 watts devra être associée au circuit décrit plus loin, équipé des éléments correspondant à 40 watts.

- **les tweeters HIFI ont toujours une puissance admissible bien plus faible que les autres haut-parleurs de l'enceinte. (Entre 5 et 10 watts au maximum). Le dispositif de protection devra tenir compte de cette caractéristique, et limiter la puissance dans l'aigu environ au quart de celle présente dans le reste du spectre.**

Puissance efficace dissipée dans un HP

La puissance dissipée dans un HP d'impédance Z est $P = UI$, or I, d'après la loi d'Ohm, vaut $\frac{U}{Z}$. U est la tension (c'est-à-dire aux bornes du transducteur). On en déduit la bien connue formule de la loi de Joule : $\frac{U^2}{Z} = P$ efficace, qui montre que la puissance efficace dissipée dans le HP est proportionnelle au carré de la tension à ses bornes.

Si l'on veut réaliser un dispositif qui protège réellement les enceintes, non contre les pointes de tension, sans discernement, mais selon la dissipation thermique qu'elles y provoquent, il faudra donc employer un dispositif pour élever la tension d'entrée au carré, et ensuite intégrer la valeur traversée par une constante de temps égale à la constante de temps d'échauffement thermique de la bobine du haut-parleur.
Ainsi, la tension appliquée au détecteur de ce seuil (voir schéma synoptique **figure 1)** sera le reflet exact de la température de la bobine mobile qui est la seule grandeur qui nous intéresse, en définitive.

Principe de l'appareil

Evidemment, ceci est une vue très théorique des phénomènes, et, puisque nous voulions construire un dispositif susceptible de fonctionner avec à peu près n'importe quelle enceinte moyennant quelques variations de valeurs de composants, il nous a fallu nous plier à quelques compromis.
On peut toutefois se rendre compte que, pour un haut-parleur unique donné, et à condition de mesurer précisément sa constante de temps thermique, et la température maximale admissible pour sa bobine mobile (c'est très faisable au

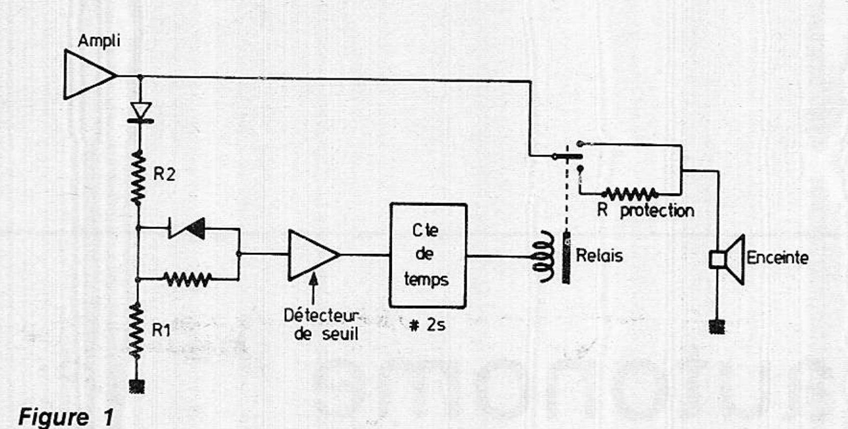


Figure 1

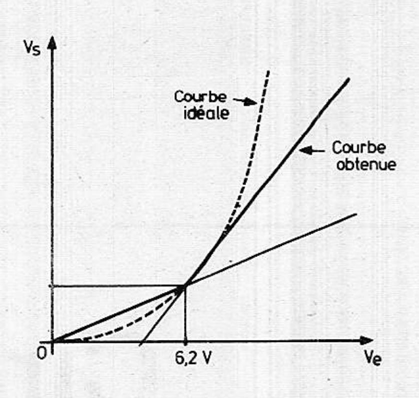


Figure 3

Figure 2

stade du laboratoire), on peut concevoir un circuit de protection quasi parfait, qui lui évitera toute surcharge, tout en permettant une utilisation optimale.

Examinons à présent le principe de fonctionnement du montage **(figure 1)** et le schéma général **(figure 2).**

Une fraction de la tension d'entrée déterminée par le pont R_1 — R_2 est redressée par D_1.

La constante de temps destinée à intégrer le signal est R_3 C_1. Les faibles signaux y accèdent par la résistance R_4, et sont donc affaiblis, tandis que ceux dont la tension est suffisante pour mettre en conduction la Zener D_2 vont directement charger C_1.

A partir donc du seuil de Zener, C_1 se charge beaucoup plus rapidement : on a réalisé une approximation d'élévation au carré (très suffisante d'ailleurs dans la pratique) **(figure 3).**

D'autres montages d'élévation au carré beaucoup plus précis existent bien sûr, mais ils n'ont pas les vertus de simplicité et de faible coût que nous désirons pour ce dispositif.

Le transistor T_1, de type peu critique, est utilisé comme amplificateur, il est alimenté en même temps que le relais par le pont D_5 - D_8 et C_4. Quant T_1 conduit, la tension sur son émetteur, égale à celle présente sur sa base, va charger C_3 via la diode D_4 (anti-retour), la nouvelle constante de temps vaut $C_3 \times R_9$ (elle est de l'ordre de quelques secondes).

Elle sert à maintenir le relais collé pendant un court laps de temps après la disjonction, pour laisser au HP le temps de se refroidir.

Quand la tension sur C_3 atteint le seuil de déclenchement de T_2 - T_3 (Darlington), la tension d'alimentation provient également de la tension délivrée par l'ampli, donc le système est autonome, il ne nécessite pas l'alimentaiton.

Quand T_3 conduit, le relais est donc alimenté, et interrompt donc la connexion de l'enceinte à l'ampli, qui était établie par son contact repos.

Puissance supportable par les enceintes à protéger	Impédance		
P	Z	R_2	R_{12}
40 20	4 8	120 Ω/0,5 W	47 Ω/0,5 W
60 30	4 8	180 Ω/1 W	150 Ω/1 W
80 40	4 8	270 Ω/1 W	220 Ω/2 W
100 50	4 8	330 Ω/1 W	270 Ω/2 W
150 75	4 8	470 Ω/1 W	390 Ω/2 W

Figure 4

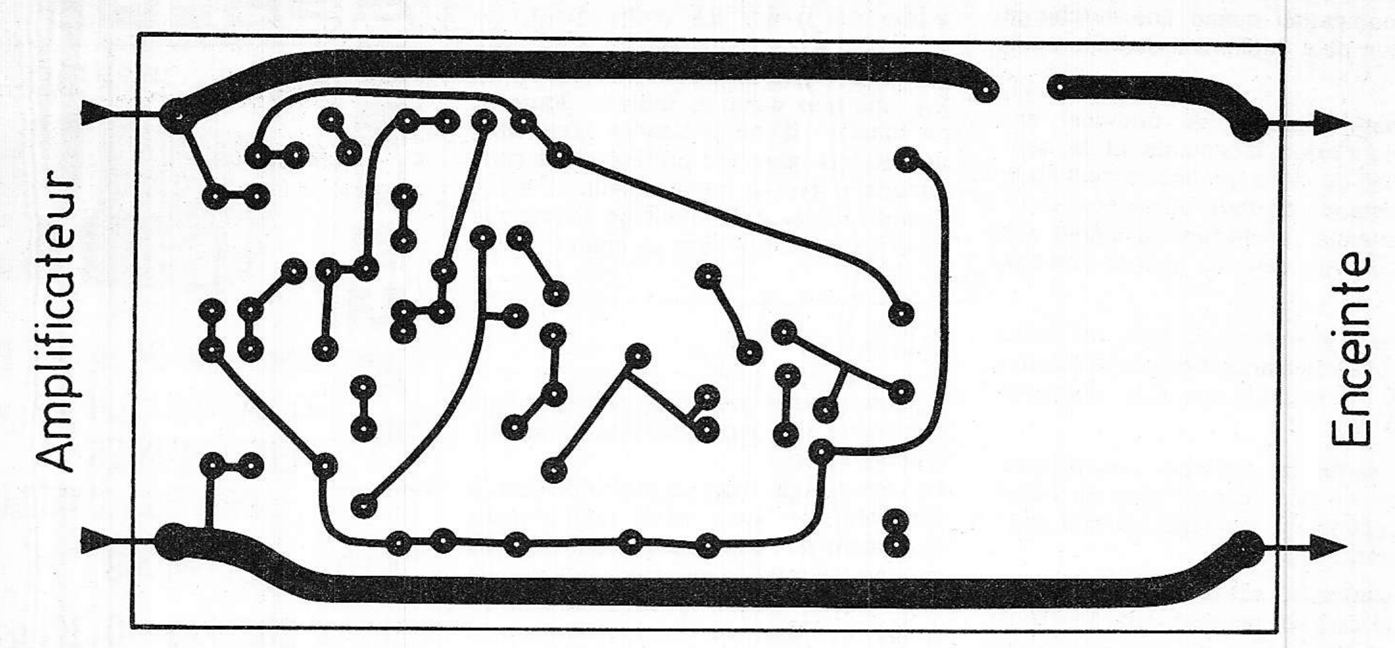


Figure 5 a

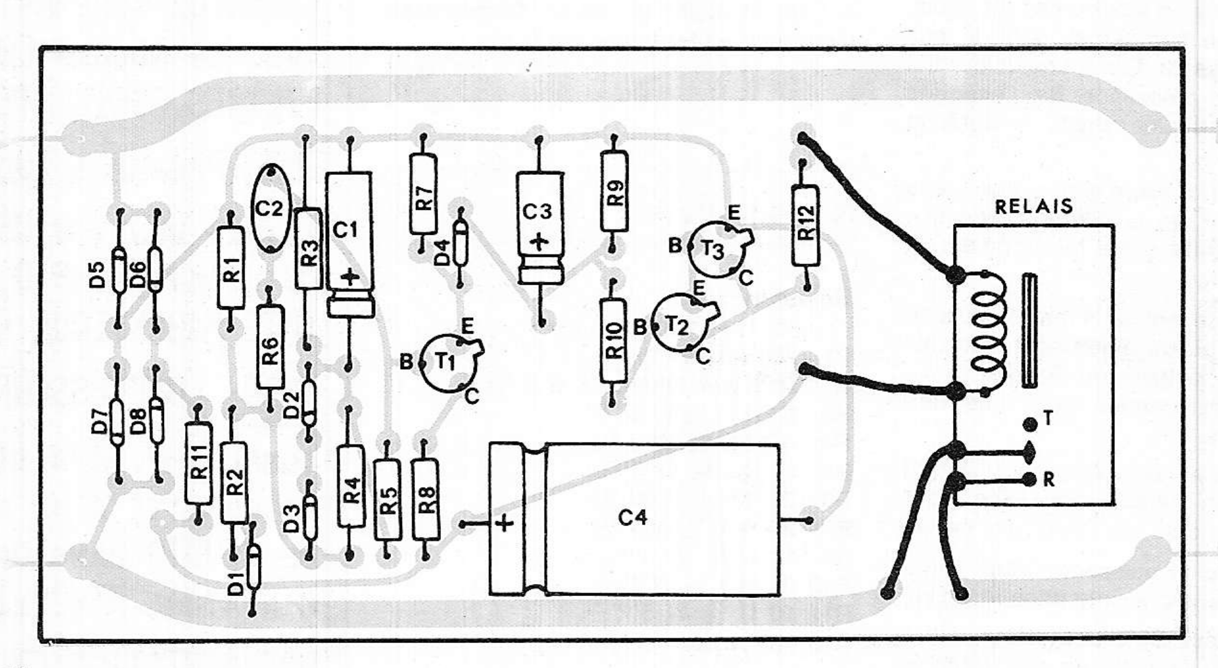
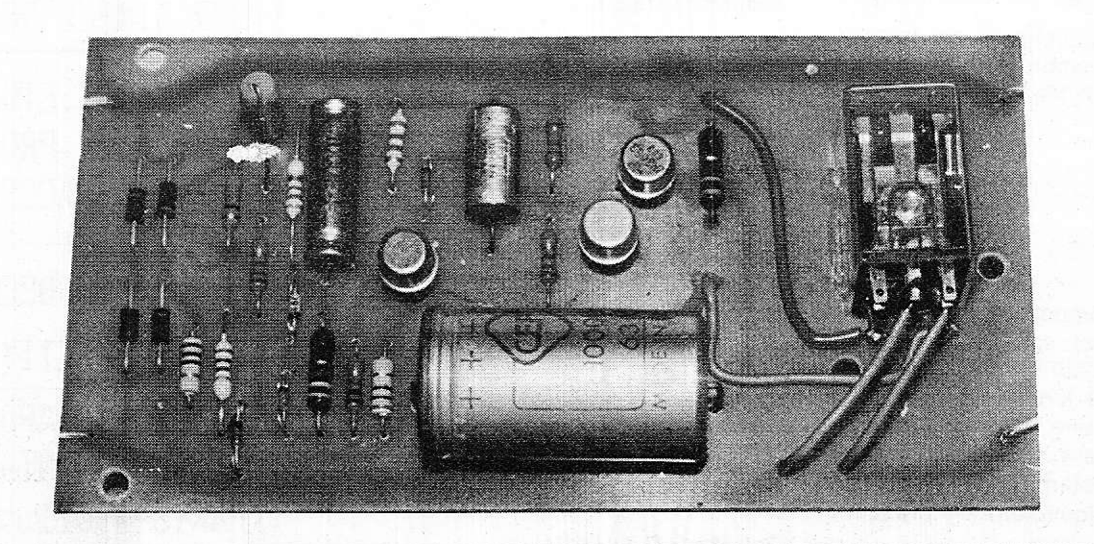


Figure 5 b



Ici, une remarque : la coupure brutale de la modulation quand une surcharge se produit peut déplaire à certains auditeurs.

Aussi est-il possible de brancher entre la connexion d'enceinte et le contact travail du relais, précédemment libre, une résistance de forte puissance, chargée d'atténuer seulement le signal aux bornes du HP, sans le couper complètement.

Pour une enceinte de 8 ohms, on devra utiliser une résistance bobinée d'environ 33 Ω/20 W, et pour une 4 Ω, d'environ 15 Ω/20 W.

(Il faut éviter de diminuer ces valeurs, sinon on ne bénéficierait plus de l'effet de protection du montage, surtout pour le tweeter).

La résistance R_{11} est là uniquement pour limiter le courant passant dans D_5 - D_8 à la charge de C_4.

R_{12} limite la tension aux bornes du relais, pour ne pas le surcharger dans le cas d'un ampli puissant. Elle a une valeur qui dépend de la puissance de l'enceinte et qui est indiquée dans le tableau **figure 4.**

Un point dont nous n'avons pas parlé jusqu'à présent est la différence de son qui doit être faite entre les boomers et les tweeters.

Cette différence est faite par le réseau R_6 - C_2 : les signaux aigus sont transmis directement à la base de T_1, d'où il résulte un déclenchement pour une tension plus faible.

Les valeurs sont calculées pour que la limitation dans l'aigu intervienne pour une tension moitié de celle du grave.

On limite donc la puissance dans l'aigu au quart de celle possible dans le grave.

Le condensateur C_2 a une valeur liée à la fréquence à laquelle se recoupent le tweeter et les autres HP de l'enceinte.

Si la fréquence de coupure du tweeter est 4 kHz, par exemple, C_2 devra être de 1,5 nF (pour 1000 Hz : 5,6 nF).

Réalisation pratique

Les valeurs des composants ne sont pas critiques en général, sauf pour la Zener D_2 et le relais 6 V/250 Ω (± 20 %).
Les contacts de R n'ont pas besoin de pouvoir supporter une intensité énorme : 3 A sont amplement suffisants dans la pratique, car la commutation s'effectue sur une charge uniquement (ou presque) résistive.

Mise au point et utilisation

Une fois les valeurs convenables de R_2, R_{12} choisies dans le tableau **figure 4,** en fonction d'une puissance d'enceinte un peu inférieure (de préférence) à celle annoncée par le constructeur, il n'y a aucun problème, le montage fonctionne sans aucune autre mise au point.

Utilisation

Il peut convenir avec n'importe quel type d'enceinte HiFi, et presque tous les amplis du commerce.
Le circuit aura intérêt à être incorporé à l'enceinte. On peut noter qu'il réagira également aux éventuelles composantes continues **positives** présentes aux bornes du HP, pour autant qu'elles mettent en danger la vie de ce dernier. Néanmoins des décalages négatifs sont sans action sur le dispositif (à cause du redressement mono-alternance par D_1).

G.G.

Nomenclature

Résistances

R1 220 Ω/1W5 %.
R2 R12 voir tableau 1 w 5 %
R3 2,2 KΩ ½ W 5 %
R4 4,7 KΩ ½ W 5 %
R5 10 KΩ ½ W 5 %
R6 2,2 KΩ ½ 5 W %
R7 2,2 KΩ ½ W 5 %
R8 10 Ω ½ W 5 %
R10 2,2 KΩ ½ W 5 %
R11 10 Ω ½ W 5 %
R13 voir texte.

Condensateurs

C1 100 µF/10 V
C2 5,6 nF (voir texte)
C3 100 µF/10 V
C4 1000 µF/63 V

Semi conducteurs

D1, D3, D4 : 1 N 914.
D5, D6, D7, D8 : 1 N 4004.
D2 : Zener 6,2 V 400 mW

T1, T2 : 2 N 1711

Divers

T3 : 2 N 3053

Relais : 2 R-T - 250 Ω.

nouvelles applications des mélangeurs

LES mélangeurs ou mixers sont des appareils électroniques utilisés en particulier en BF : sonorisation, Hi-Fi, stéréo, enregistrement, musique électronique, retransmission. Ils possèdent plusieurs entrées et une seule sortie. La **figure 1** représente un appareil à n entrées, dont trois seulement sont représentées pour ne pas surcharger le dessin.

G_1, G_2, G_3 sont les sources de signaux à mélanger. Les « voies » 1, 2 et 3 sont généralement des préamplificateurs linéaires, autrement dit, ne modifiant pas la courbe de réponse.

Les circuits intermédiaires INT 1, INT 2 et INT 3 comportent le plus souvent le réglage de gain, ce qui permet de doser le mélange en faisant varier les niveaux des signaux à mélanger, en fonction de leur nature ou en fonction des circonstances ou les deux.

Le mélangeur est la partie de l'appareil dans laquelle les signaux dosés se rejoignent sans s'influencer, pour n'en former qu'un seul, le signal somme.
Ce dernier est suivi d'un amplificateur, dont la sortie peut être reliée à « l'utilisation », par exemple, un haut-parleur, un casque, une tête d'enregistrement de magnétophone ou de disques, une entrée de ligne de transmission, etc.

Souvent, les signaux d'entrée sont de même nature, par exemple, des signaux électriques BF fournis par des microphones. Ceux-ci peuvent être disposés en divers emplacements d'un orchestre de ce fait les signaux captés contiennent le maximum « d'informations » utiles et le minimum de parasites.
Les autres avantages sont les suivants :
1) avant le mélange, on pourra donner à chaque signal, la puissance qui lui convient,
2) on pourra aussi les corriger en tonalité,
3) on pourra aussi constituer deux ou plusieurs groupes de signaux mélangés, ce qui permettra de réaliser des ensembles stéréophoniques à deux ou plusieurs canaux.
Les mélangeurs permettent aussi le passage de la stéréophonie à la monophonie, application qui a son intérêt dans certains cas.

Simplification du schéma des mélangeurs

Le mélange proprement dit ne nécessite nullement toutes les parties indiquées à la **figure 1.**
En réalité c'est la partie (D), désignée justement comme partie mélangeuse qui est indispensable.
En effet, les signaux à mélanger peuvent être connectés aux entrées de cette partie et le signal mélangé est obtenu à la sortie unique.
Un tel appareil ne nécessite que quelques résistances, comme on le voit sur la **figure 2.** Malgré sa simplicité, on obtient un excellent signal « somme », sans distorsion, mais aussi sans aucune possibilité d'action sur les signaux.
Le dosage étant indispensable, on disposera à l'entrée, des potentiomètres, comme indiqué à la **figure 3.**

Il est clair que R_1, R_2, R_3 servent de séparatrices entre les signaux. En se référant à la **figure 1,** on voit que les mélangeurs des **figures 2 et 3** se composent de la partie (C) et de la partie (D), cette dernière se réduisant à R_4 aux bornes de laquelle apparaît la tension, résultat du mélange.

Si R_1, R_2 et R_3 sont de valeur élevée, la séparation sera bonne mais la tension sur R_4 sera faible. Au contraire, si R_1, R_2 et R_3 sont de faible valeur, la séparation sera moins bonne mais le signal de sortie sera plus puissant.

Ces inconvénients sont supprimés et les qualités de séparation et de gain des signaux sont améliorées en montant des amplificateurs aux points x, y, z.

Cela revient à réaliser un montage déduit du montage général composé des parties B, C et D.
A la **figure 4** on donne un schéma simplifié de cette variante améliorée de mélangeur.

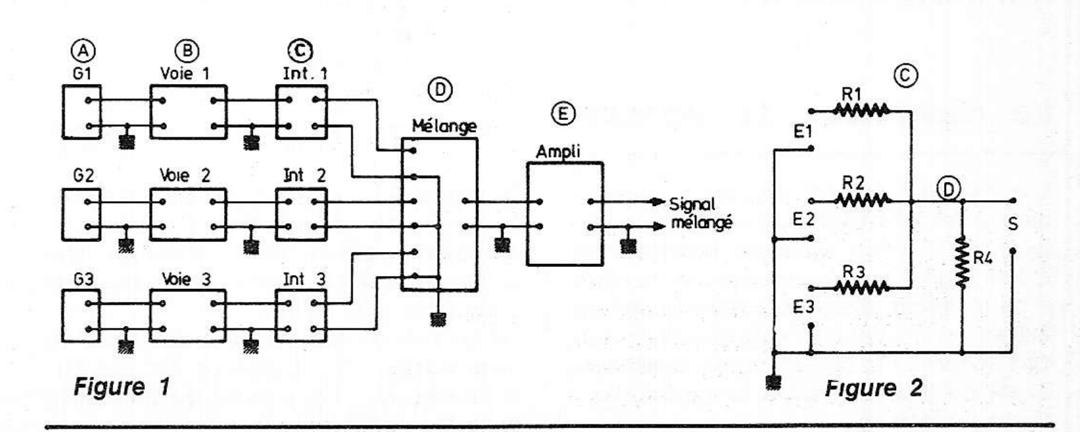


Figure 1

Figure 2

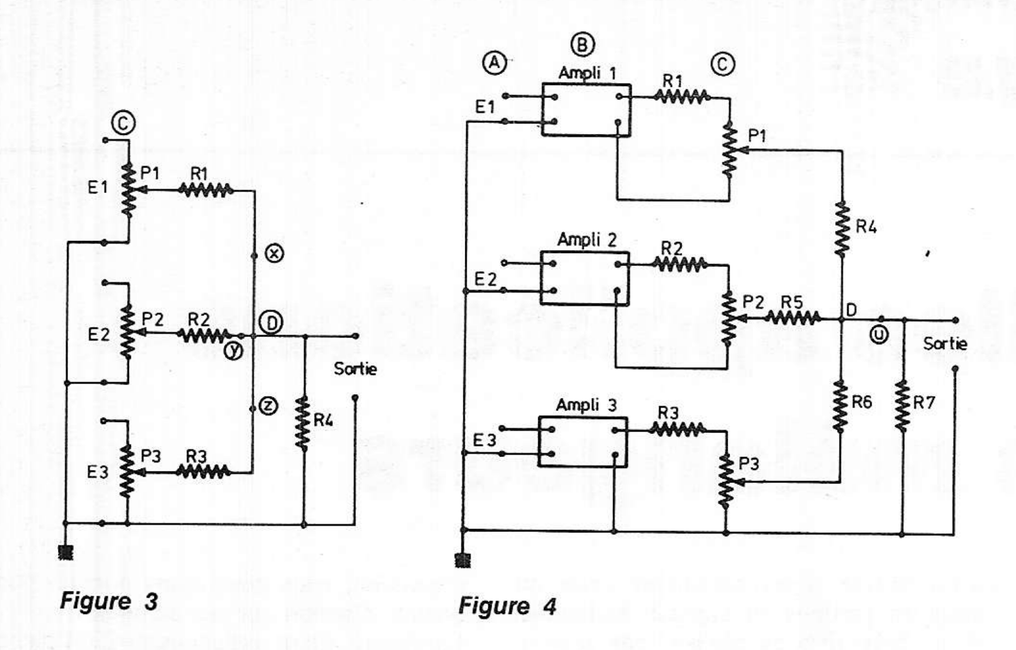


Figure 3

Figure 4

Grâce au gain de tension des amplificateurs, la tension de sortie peut être aussi grande que désirée. La séparation est excellente car les signaux ne peuvent pas passer des sorties aux entrées, sauf cas spéciaux.

Le montage suivant consiste à montrer un amplificateur au point (**u**).

Il n'est plus question en cet emplacement, de mélange, mais de **traitement** du signal mélangé. Il peut être intéressant et utile, en effet, d'améliorer la qualité du signal « somme » à l'aide de circuits de correction, bien connue des utilisateurs.

La séparation des signaux est excellente grâce aux résistances R_1 à R_3 et R_4 à R_6, montées en série. Le dosage est effectué avec P_1 à P_3. R_7 représente l'impédance de sortie de l'amplificateur disposé au point **u.**

Divers autres dispositifs peuvent être associés à un mélangeur, mais la plupart ne sont pas particuliers à ce montage, par exemple des amplificateurs correcteurs (RIAA et autres) des circuits d'expansion ou de compression, des circuits de réverbération, etc.

Le répartiteur de signaux

Les répartiteurs sont connus des techniciens s'intéressant aux antennes collectives. Il s'agit alors de distribuer le même signal aux utilisateurs de manière à ce qu'**aucun d'eux ne puisse gêner les autres** en manipulant son téléviseur (ou son appareil FM ou AM) ou en le débranchant ou le branchant à la « prise d'antenne collective).

D'une manière inspirée des mêmes principes généraux, mais avec des signaux BF, on peut établir des appareils qui envoient des signaux dans plusieurs directions. Cela est courant dans les retransmissions effectuées dans des salles de conférence, des églises, des salles de spectacle, des expositions, etc.

Tout comme les mélangeurs, les répartiteurs de signaux peuvent être conçus selon des schémas simples, ou de plus en plus compliqués, parfois mais pas toujours, sans nécessité.

Voici à la **figure 5,** un répartiteur ne comportant pas de composants actifs. Il peut être comparé à celui du mélangeur de la **figure 3.**

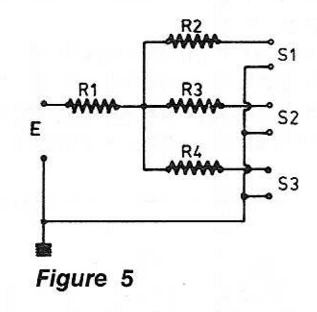


Figure 5

Le répartiteur purement résistif est excellent si les résistances R_1 à R_4 sont suffisamment élevées pour effectuer une bonne séparation entre les **utilisations** branchées aux sorties.

Ce type de répartiteur ne produit pas de distorsions, mais il atténue les signaux de sortie, car il y a perte de puissance dans les résistances.

C'est pour cette raison que des **réamplificateurs** (ou amplificateurs compensateurs des atténuations) peuvent être disposés à la place des résistances séparatrices ou leur être associés.

La séparation sera alors excellente, si les signaux de sortie ne peuvent revenir aux entrées.

On a compris que l'on devra éviter une rétro-action importante s'effectuant sur la **totalité** des réamplificateurs, mais elle sera permise sur une partie autre que le premier étage.

Ayant créé ainsi des sorties S_1, S_2... S_n, l'utilisateur aura la possibilité de s'en servir à son gré. Il pourra traiter les voies 1 à n, de la même manière ou de manière différente selon les applications.

Cet utilisateur pourra aussi **modifier** certains des signaux obtenus aux sorties S_1 à S_n, ce qui laisse la voie libre à toute une foule d'applications, autres que celles classiques de la sonorisation et qui ne seront pas traitées dans le présent article.

Passons maintenant aux applications, en combinant des mélanges avec des répartiteurs.

Egaliseurs

Un égaliseur est l'assemblage d'un répartiteur, de filtres et d'un mélangeur.

La représentation schématique de l'égaliseur est donnée à la **figure 6.**

Il est clair que le signal à traiter est appliqué en E. Le répartiteur fournit n signaux identiques à celui d'entrée, d'amplitude inférieure, égale ou supérieure à celle du signal d'entrée.

Ces n signaux **identiques** sont transmis aux n filtres, suivis de réglages de gain REG, incorporés dans les filtres ou dans le mélangeur.

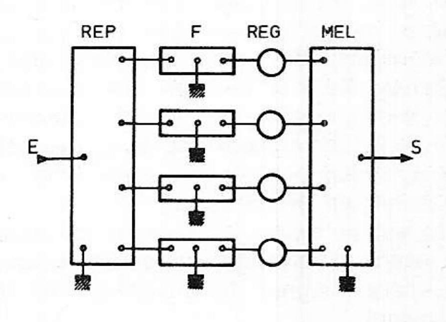


Figure 6

De ce fait, les n signaux transmis aux entrées du mélangeur diffèrent entre eux par l'amplitude, grâce aux réglages de gain et par leur contenu, en raison de l'action des filtres qui favorisent certains signaux et en défavorisent d'autres.

Dans la composition d'un égaliseur graphique, le « concepteur » a le choix, dicté par diverses considérations d'ordre technique et d'ordre économique, entre toutes les variantes possibles et imaginables de composition des répartiteurs, de filtres, de réglages de gain et de mélangeurs.

Il est intéressant de donner ici des exemples des parties constituantes et de montrer ensuite comment on pourra composer un égaliseur en utilisant certaines de ces parties.

On a vu précédemment que les mélangeurs peuvent être de complication croissante, depuis le type passif (uniquement à élément R et C, ou aussi des éléments L) jusqu'au type le plus compliqué, à amplificateurs.

Il en est de même des répartiteurs.

Quant aux filtres, on s'intéressera principalement aux filtres passe-bande qui seront généralement au nombre de n, ou parfois, au nombre de n — 2, les deux restants, l'un filtre passe-bas et l'autre un filtre passe-haut.

Les réglages de gain sont généralement des potentiomètres du type rectiligne, mais il existe toute une collection de régleurs de gain, nommés atténuateurs, à plusieurs éléments variables qui s'offriront au choix du réalisateur.

Des modèles de mélangeurs ont été décrits de nombreuses fois dans notre revue. Nous n'en donnerons pas ici des exemples nouveaux, car il suffira de se reporter aux mélangeurs décrits et qui seront mentionnés plus loin. Par contre, nous donnerons des exemples de répartiteurs de filtres et d'atténuateurs.

VC ou atténuateurs

Le plus simple est le potentiomètre. Il peut être à piste circulaire ou à piste rectiligne.

Ceux à piste circulaire (potentiomètres rotatifs) conviennent parfaitement, mais ils ne peuvent pas créer l'effet spectaculaire de simulation de la courbe de réponse, comme les potentiomètres à piste rectiligne (voir **figure 7**). Ce sont ces derniers qui sont choisis dans la pupart des égaliseurs existants.

Il convient aussi de déterminer le choix de la courbe de réponse d'un VC.

En technique courante on utilise des potentiomètres logarithmiques qui permettent de tenir compte des caractéristiques de l'oreille humaine.

On pourra alors indiquer approximativement les positions des curseurs, en décibels avec des échelles à peu près linéaires comme à la **figure 8.**

Cette disposition est excellente lorsqu'on désire obtenir une courbe de réponse analogue à un modèle avec ordonnées en décibels.

Par contre, la graduation en décibels doit être traduite en rapports de tension, si on désire imiter une courbe à ordonnées établies en tensions absolues ou relatives. Il serait possible d'indiquer les deux sortes d'ordonnées sur un même cadran par exemple, dans le cas de la **figure 8,** la graduation linéaire en décibels serait à gauche et la graduation correspondante serait à droite.

Dans ce cas toutefois, cette dernière ne serait pas linéaire, le potentiomètre étant logarithmique.

Si le potentiomètre est à variation linéaire de résistance, ce seront les ordonnées en tensions ou rapports de tension qui seront à écartements égaux et celles en décibels, qui seront à écartements inégaux.

Exemple de transformation d'un mélangeur en égaliseur graphique

Dans un précédent numéro de notre revue (voir **Radio-Plans** de novembre 1975), on a donné des schémas de mélangeurs et de parties de ces appareils. On utilisera le montage à circuit intégré CA 3018 (RCA) comme amplificateur d'entrée et comme amplificateur de canaux.

Voici à la **figure 9** le schéma de cet amplificateur avec les valeurs des éléments et R_1 supprimée.

L'entrée de cet amplificateur est à haute impédance, de l'ordre de 100 kΩ et la sortie est à basse impédance, de l'ordre de quelques centaines d'ohms.

Sur la même figure, on a représenté le CI CA 3018 vu de dessus (fils vers le bas) et le schéma simplifié du même amplificateur avec ses six points de branchement (A), (M) à l'entrée (C) (D) à la sortie, (+) et (—) d'alimentation 9 V.

On utilisera cet amplificateur à l'entrée, pour recevoir le signal à traiter. Il sera également utilisé comme amplificateur à la suite de chaque filtre.

Le montage de l'égaliseur est donné à la **figure 10.** Il y aura 8 voies à filtres et réamplificateurs, F_1 à F_8 et A_1 à A_8 respectivement. Tous les amplificateurs A_0, A_1... A_8 sont identiques à celui de la **figure 9** et réalisés avec un CA 3018.

L'appareil fonctionne comme suit. Le signal à traiter est appliqué à l'entrée et par C_4, il est transmis à A_0. Le signal amplifié et non modifié est transmis à la ligne commune BUS 1 d'où partent les résistances séparatrices R_{101} à R_{108} aboutissant aux entrées f des filtres.

Les sorties k de ces filtres sont connectées aux huit potentiomètres R_{201} à R_{208} du type rectiligne.

Les curseurs de ces potentiomètres sont reliés aux réamplificateurs A_1 à A_8, identiques à A_0. Les sorties l de A_1 à A_8 sont reliées pour R_{301} à R_{308} au BUS 2 quand les signaux provenant de chaque voie se réunissent. Le signal ainsi reconstitué après avoir traité (c'est-à-dire « corrigé », « modifié » ou « formé ») passe par C_5 au potentiomètre général de volume et par le curseur, à la sortie.

Celle-ci sera branchée à un amplificateur de puissance. Les valeurs des éléments sont : Amplificateurs A_0 à A_8 : voir **figure 9.**

R_{101} à R_{108} = 100 kΩ ; R_{201} à R_{208} = potentiomètre rectilignes de 100 kΩ logarithmiques ou linéaires selon le choix (voir paragraphes précédents) ; R_{301} à R_{308} = 100 kΩ R_0 = kΩ, C_4 = 1 µF, C_5 = 10 µF.

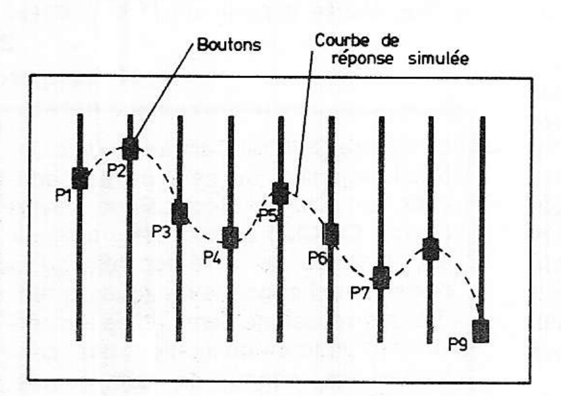


Figure 7

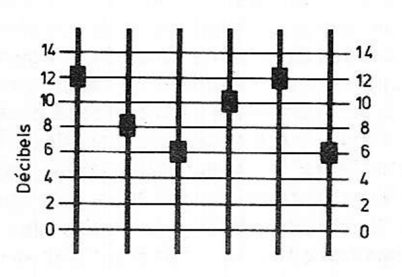


Figure 8

Figure 9

Figure 10

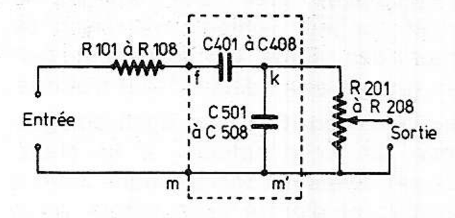


Figure 11

Les lignes de masse et de + alimentation doivent être disposées rationnellement.

Réaliser une ligne générale de masse à laquelle on reliera, à partir de l'entrée les points (M) (—) et (D).

Réaliser ensuite des lignes séparées de de masse passant par les points (m), (m') du filtre, les point (H), (—) et J de A_1 à A_8 pour aboutir toutes les huit, au BUS 3, relié à l'extrémité côté masse de R_0, ce point étant relié à la ligne générale de masse au point masse de la sortie et au — alimentation, évidemment.

Les + alimentation seront connectés de la même manière par lignes séparées partant de chaque amplificateur A_0 à A_8 vers la ligne générale reliée au point + alimentation de 9 V.

Filtres pour 8 canaux

Le schéma général des filtres est à choisir parmi un grand nombre de modèles. Nous avons préféré celui à résistances et capacités, comme celui de la **figure 11.** Pratiquement, l'élément constitué par les deux condensateurs sera séparé du reste du filtre, car les valeurs des deux condensateurs (égales entre elles) seront différentes pour chaque filtre. Par contre, les 8 résistances R_{101} à R_{108} et les huit potentiomètres R_{201} à R_{208} seront tous égaux à 100 kΩ.

On déterminera les capacités à l'aide de la formule $C = 1/(2\pi fR)$ où f est la fréquence de résonance du filtre de bande considéré, en hertz et R en ohms, ce qui donnera C en farads ou si l'on préfère R en mégohms et C en microfarads, avec f en hertz.

Les fréquences d'accord seront en progression géométrique. On trouvera :

Filtre 1	f_1 =	75 Hz	donc C_{401} =	21	nF
Filtre 2	f_2 =	150 Hz	donc C_{402} =	10	nF
Filtre 3	f_3 =	300 Hz	donc C_{403} =	5	nF
Filtre 4	f_4 =	1600 Hz	donc C_{404} =	2,5	nF
Filtre 5	f_5 =	1200 Hz	donc C_{405} =	1,25	nF
Filtre 6	f_6 =	2400 Hz	donc C_{406} =	625	pF
Filtre 7	f_7 =	4800 Hz	donc C_{407} =	312	pF
Filtre 8	f_8 =	9600 Hz	donc C_{408} =	156	pF

Mêmes valeurs pour C_{501} à C_{508}.

Nous allons maintenant procéder à quelques modifications utiles de ce projet.

1) F_1 sera un filtre passe-bas. A cet effet C_{401} de 21 nF sera remplacé par une connexion mais C_{501} sera maintenu.

2) F_8 sera un filtre passe-haut. On supprimera C_{508} mais C_{408} de 156 pF sera maintenu.

Règle générale pour d'autres valeurs de n et de f

Prendre toujours des résistances de 100 kΩ pour les filtres. Choisir la fréquence d'accord la plus basse et déterminer par essais successifs, la **raison** r, de la progression géométrique de n termes, pour obtenir la fréquence d'accord la plus élevée à partir de la plus basse. ■

M. Léonard

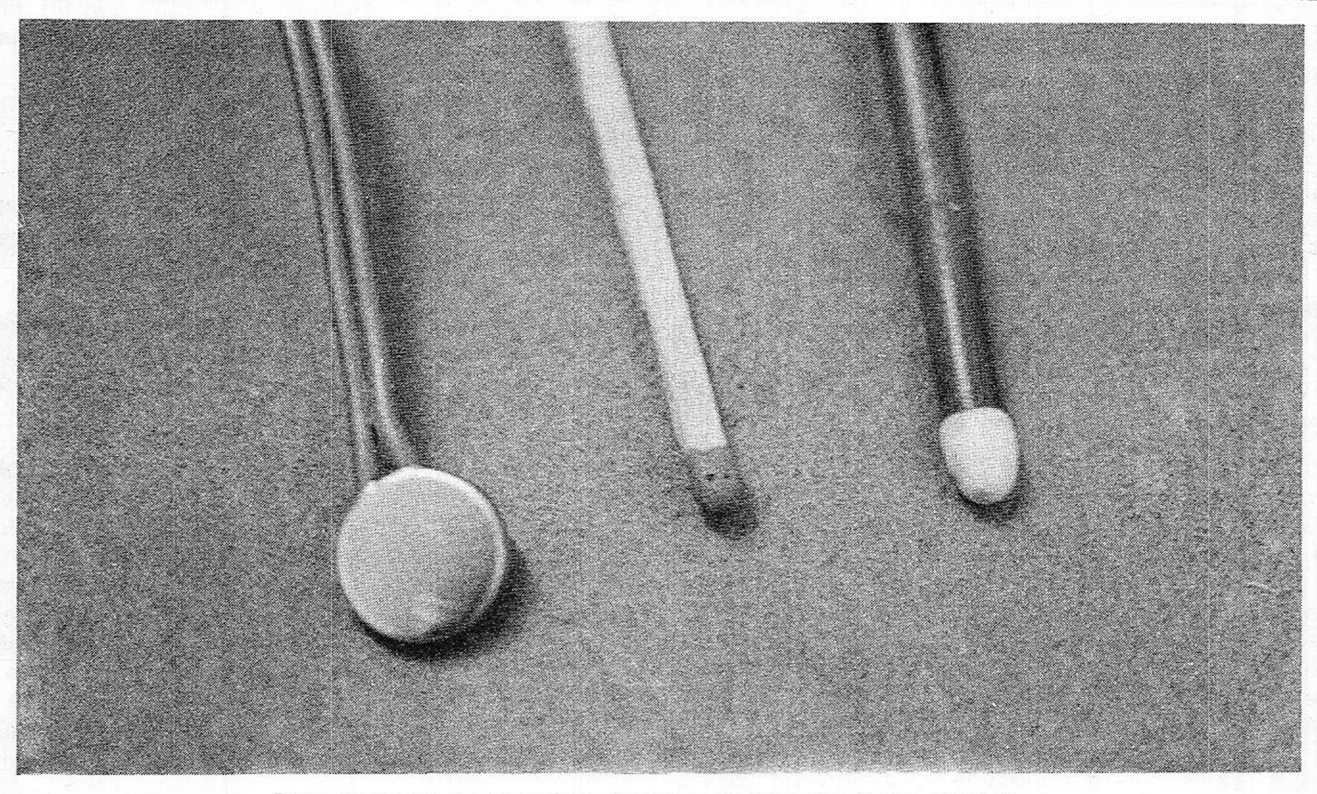
Le Centre Culturel Communal de Montreuil organise, au sein de ses activités, un Club d'Electronique ouvert à tous. Ce Club se propose de réunir les amateurs de la région afin qu'ils puissent échanger leurs idées, prendre des renseignements utiles, se servir d'un matériel qu'ils n'ont pas, centraliser les achats de composants. Renseignements sur place au 23, avenue Jean-Moulin, 93100 Montreuil ou par téléphone : 858-07-20.



Les capteurs biomédicaux

(1ère partie)

Dans notre rubrique « électronique médicale » nous débutons aujourd'hui une série d'articles consacrés à la description, à l'explication du fonctionnement des capteurs biomédicaux utilisés pour le recueil des divers paramètres physiques pouvant décrire l'état d'un patient.
Dans la mesure du possible, des descriptions d'appareillages simples, réalisables par l'amateur, viendront appuyer l'exposé « théorique ».



Deux capteurs du type thermistance : l'allumette donne l'échelle ! le capteur disque est utilisé pour la mesure des températures cutanées

I. - Généralités

Avant d'avancer dans notre exposé, il est nécessaire de poser quelques définitions.
Le capteur n'est en fait qu'un élément d'une chaîne que nous appellerons « chaîne de mesure » **(figure 1).** La chaîne de mesure est l'ensemble des moyens

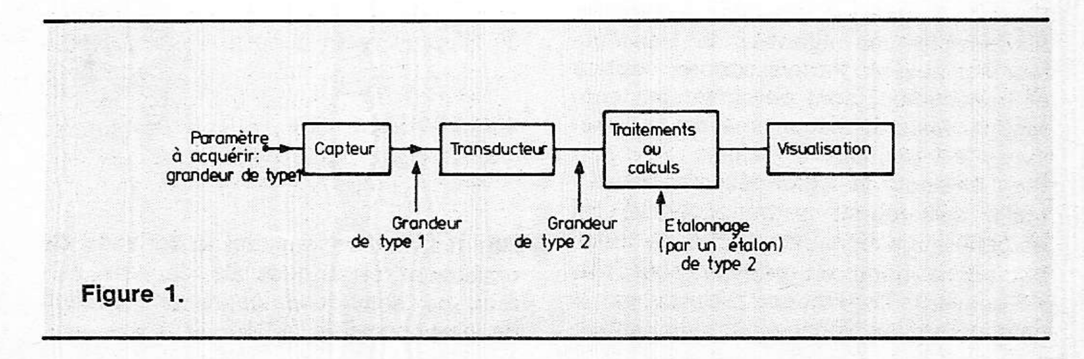


Figure 1.

mis en œuvre pour acquérir un paramètre, mesurer sa valeur ou ses variétés, le visualiser ou visualiser les résultats des calculs, traitements, ou mesures effectués. Cette chaîne comprend les maillons principaux :
— le capteur,
— le transducteur,
— l'unité de traitement ou de calcul,
— les dispositifs de visualisation.

Le capteur

Il a pour rôle d'acquérir la grandeur physique à mesurer.

Le transducteur

Il a un rôle d'interprête et il convertit avec une loi connue (que l'on appelle sa fonction caractéristique) la grandeur prélevée par le capteur en une grandeur de type différent assimilable directement par le maillon suivant :

L'unité de traitement ou de calcul

Ce maillon dans le cas le plus simple effectue véritablement la mesure c'est-à-dire qu'il compare le signal fourni par le transducteur à un signal du même type considéré comme établi. Il peut avoir des fonctions plus complexes et réaliser diverses opérations de calcul sur les mesures ou divers traitements des signaux.

Les dispositifs de visualisation

Ils ont pour rôle de porter à la connaissance de l'utilisateur les résultats du travail de l'unité de traitement. Ce sont, à leur manière un peu également des transducteurs qui convertissent les signaux (en général électriques) fournis par l'unité de traitement en grandeurs perceptibles par l'œil et le cerveau humain.
La structure capteur — transducteur-traitement — visualisation se retrouve partout, chaque fois que l'on effectue une mesure, quel que soit le domaine de la physique concerné.
Parfois, lorsque la grandeur à mesurer est directement utilisable, le transducteur est absent. Parfois encore, capteur et transducteur sont physiquement confondus. Mais le mécanisme de la « mesure » est toujours le même.
Bien entendu, la « grandeur de travail » (celle que fournit le transducteur) est en général un signal électrique. Le transducteur a donc en général pour rôle de convertir la grandeur prélevée par le capteur en un signal électrique correspondant (correspondant ne signifiant pas forcément proportionnel !...). Dans le domaine biomédical, nous devons acquérir et mesurer essentiellement :
— des tensions électriques à prélever en divers points du corps humain et images de phénomènes chimiques ou mécaniques :
— des températures,
— des pressions de liquides (pressions sanguines par exemple) ou de gaz (pression d'air lors de la respiration à divers niveaux de l'appareil respiratoire),
— des vitesses de liquides (vitesse du sang) ou de gaz,
— des forces (mesures de poids par exemple),
— des déplacements.
La mesure de tension électrique est en fait un cas particulier puisqu'elle ne nécessite pas de transducteur : le capteur fournit directement des signaux d'un type « assimilable » par l'unité de traitement.
Les deux premiers articles de notre série « Electronique médicale » nous ont d'emblée montré comment l'on pouvait acquérir un électro-encéphalogramme (voir n° 343 le « Moniteur d'activité cérébrale ») et un électrocardiogramme (voir n° 345 le « Cardiotachymètre »).
Nous attaquerons donc de suite le problème de la mesure des températures.

II. - La mesure des températures

1) Rappel

Les premiers thermomètres disponibles faisaient appel au phénomène de dilatation, d'abord des solides puis des liquides ou des gaz (solide : pyromètre à cadran ; liquide : thermomètre à alcool).
La plupart des principes que nous allons maintenant étudier mettent en œuvre des phénomènes d'ordre électrique et fournissent par conséquent des signaux électriques qui sont ensuite traités et mis en forme par l'électronique.

2) Transducteurs exploitant la variation de résistance électrique en fonction de la température

Ces dispositifs exploitent la variation de résistance électriques de certains métaux ou semi-conducteurs en fonction de la température.
La plupart des métaux et certains plus particulièrement (le platine par exemple) présentent, si la variation de la température à laquelle ils sont soumis (ΔT) est relativement faible, une variation de leur résistivité ($\Delta \rho$) sensiblement proportionnelle au ΔT.
La résistance à T degrés (R_T) de l'échantillon utilisé s'écrit donc :

$$R_T = R_O\ [1 + \alpha\ (T - T_O)]$$

↗ Résistance à la température T_O ↖ Coefficient de température

α s'exprime en $(°C)^{-1}$.
Pour les métaux, il est positif et a une valeur de l'ordre de $+ 0{,}004\ (°C)^{-1}$. (la résistance croît si la température croît).
Il en est de même pour les semi-conducteurs (sous forme cristalline). Les céramiques semi-conductrices par contre ont un coefficient de température (α) non constant en fonction de la température (relation R = f (T) non linéaire) positif ou négatif selon la composition.

A) Les éléments « métalliques »

Les éléments métalliques comme la platine permettent de couvrir des plages de température relativement importantes :
De 0 à 100 °C environ avec des écarts de linéarité maximum de ± 0,2 %.
L'emploi de corrections quadratiques ($R_T = R_O\ (1 + AT + BT^2)$) permet d'étendre cette plage à 0 — 600 °C.
Enfin, des précautions d'emploi (élimination de l'auto-échauffement du capteur par le courant qui le traverse, de l'effet thermo-électrique aux connections des paramètres parasites introduits par les fils de connexion) permettent d'obtenir des précisions de mesure de 0,001 °C.
Les éléments métalliques répondent donc à des exigences industrielles et sont peu utilisés dans le domaine biomédical.

B) Les thermistors

a) Les types différents :

Nous venons de signaler que les céramiques semi-conductrices avaient un comportement non linéaire en fonction de la température. Elles sont cependant très utilisées, dans le domaine biomédical à cause :
- de leur petite taille,
- de leur excellente stabilité à long terme,
- de leur coefficient de température important.

Ces éléments sont baptisés « Thermistors » (Thermally Sensitive Resistors).

On rencontre trois types de « thermistors » :

— **les C.T.N. :** ou résistances à coefficient de température négatif qui sont obtenues par frittage d'oxydes métalliques. Elles peuvent être de très petites dimensions. Leur éventail de valeur est très large (de quelques ohms à plusieurs, méghoms). Leur stabilité à long terme est excellente.
Leur coefficient de température est de l'ordre de — 0,03 à — 0,05 $(°C)^{-1}$ soit environ en valeur absolue 10 fois celui des métaux ;

— **les C.T.P. :** ou résistances à coefficient de température positif. Ce sont des céramiques (vitanates de Strontium et de baryum). Leur stabilité à long terme semble moins bonne que celle des C.T.N. Leur coefficient de température est très important : de 0,1 à 0,6 $(°C)^{-1}$.

— **le monocristal de semi-conducteur intrinsèque.**
En général, il s'agit de silicium dopé. Le coefficient de température est positif et dépend du dopage. Il est de l'ordre de 0,007 $(°C)^{-1}$.
La stabilité de ces dispositifs est bonne.

b) Les caractéristiques des thermistors

La **figure 2** donne l'allure de la courbe reliant R à T pour une C.T.N. de 4,7 KΩ à 25 °C (Philips). La **figure 3** présente la même information sous un autre aspect : on y voit la variation de la tension aux bornes de la même thermistance en fonction du courant qui la traverse.
On constate de suite, qu'à faible courant, la courbe de la **figure 3** est linéaire : en effet, il n'y a alors que peu d'échauffement de la C.T.N. et sa résistance reste constante.
Le fléchissement de la courbe à courant plus fort, puis l'inversion de pente son dus à l'auto-échauffement de la C.T.N. par effet Joules.
La courbe de la **figure 2** est une exponentielle décroissante. Son équation est :

$$R_T = R_O \exp. [\beta(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_O})]$$

Ce qui pouvait se démontrer facilement en assimilant le matériau de la C.T.N. à un semi-conducteur intrinsèque et en écrivant l'augmentation de la densité des porteurs de charge avec la température (mais nous faisons grâce au lecteur !...).
R_T : Résistance à la température T.
R_O : Résistance à la température T_O.
$\beta \simeq 4\,000$ ° Kelvin, varie en fonction de la composition de la C.T.N. de 1 500 à 6 000 °K. α, coefficient de température que nous avons défini plus haut, pourrait se calculer d'après la relation prédente (en la dérivant). On mettrait alors en évidence la non linéarité, c'est-à-dire le fait que α varie en fonction de la température.
Par exemple, à 27 °C (300 °K)
$\alpha = - 0{,}044\ °C^{-1}$

c) L'utilisation des caractéristiques non linéaires : la linéarisation

La **figure 2** montre que pour de faibles écarts de température (par exemple 5 °C), la caractéristique peut être considérée comme parfaitement linéaire. Les problèmes n'apparaissent donc que si l'on veut mesurer des écarts de température plus importants.
— **premier principe :** mesure de la température par la mesure de la tension aux bornes du thermistor parcouru par un courant constant (voir **figure 4).** On linéarise la carctéristique en shuntant le thermistor par une résistance shunt Rp.
Inconvénient : linéarisation sur une plage limitée de température — perte de sensibilité à cause du shunt.
— **deuxième principe :** mesure de la température par la mesure du courant dans le thermistor alimenté à tension constante **(figure 5).** On linéarise la caractéristique en ajoutant en série avec R_T une résistance Rs.
On a les mêmes inconvénients que cidessus.
— **troisième principe :** insertion du thermistor dans un circuit en pont **(figure 6).** Le pont peut être alimenté en courant continu ou en courant alternatif. L'intensité transversant le thermistor est choisie la plus faible possible de façon à éviter son auto-échauffement par effet Joule.
La linéarisation de l'ensemble peut être obtenue :
- par des réseaux à diode au niveau de l'amplificateur ;

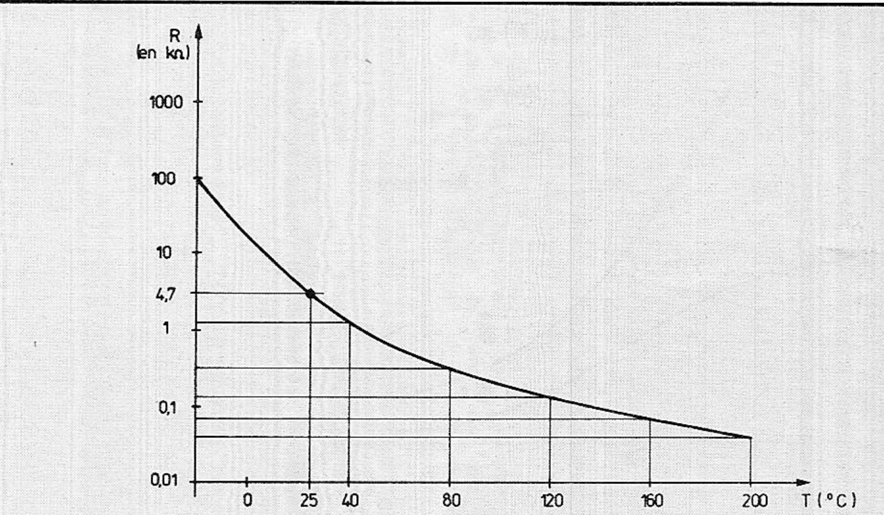


Figure 2 : Allure de la courbe reliant R à T pour une C.T.N. de 4,7 KΩ à 25 °C.

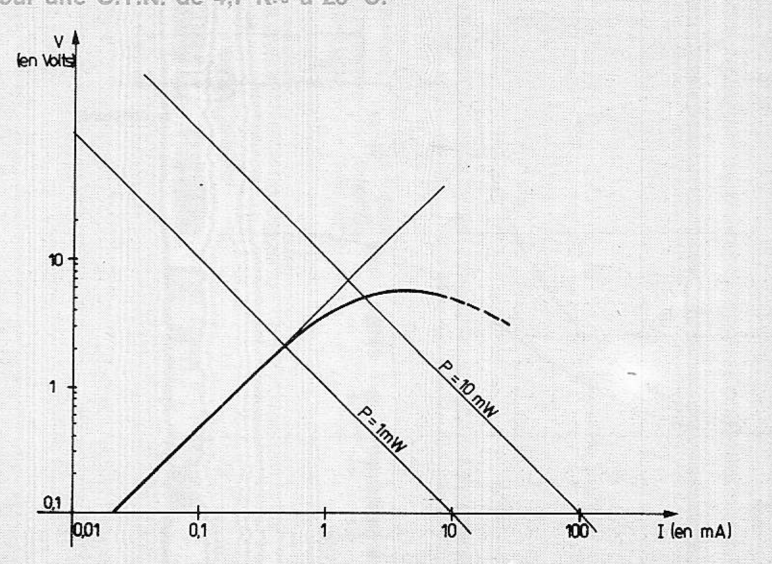


Figure 3 : Courbes V = f (I) pour une thermistance C.T.N. de 4,7 KΩ à 25 °C.

• plus simplement en équilibrant le pont au milieu de la plage de mesure souhaitée et en prenant $R_1 = R_2 \geqslant 10\ R_T$ * : valeur de la résistance du thermistor pour l'équilibre du pont (voir figure 6). Cette solution est couramment utilisée et permet d'obtenir des écarts de linéarité inférieurs à 0,1 °C sur des plages de 15 à 20 °C.

** Ceci peut se démontrer en écrivant l'équation du pont à l'équilibre et en la dérivant par raport à* R_T.

— **des procédés de linéarisation plus complexes,** employant par exemple un thermistor double, se rencontrent également. Leurs performances sont bien sûr supérieures (linéarité de 0,2 °C sur une plage de 80 °C), mais, la complexité plus grande du circuit, le coût plus important du capteur, limitent actuellement leur diffusion (voir **figure 7**).

Enfin, notons que le principe du pont permet facilement la mesure de températures différentielles (voir **figure 8**).

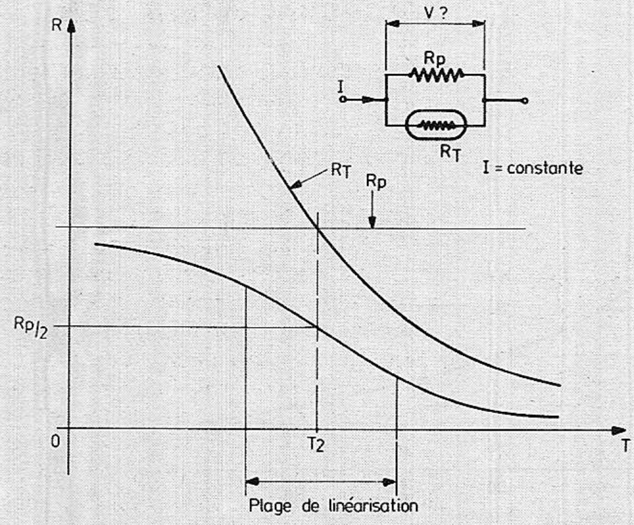


Figure 4 : Linéarisation par résistance shunt.

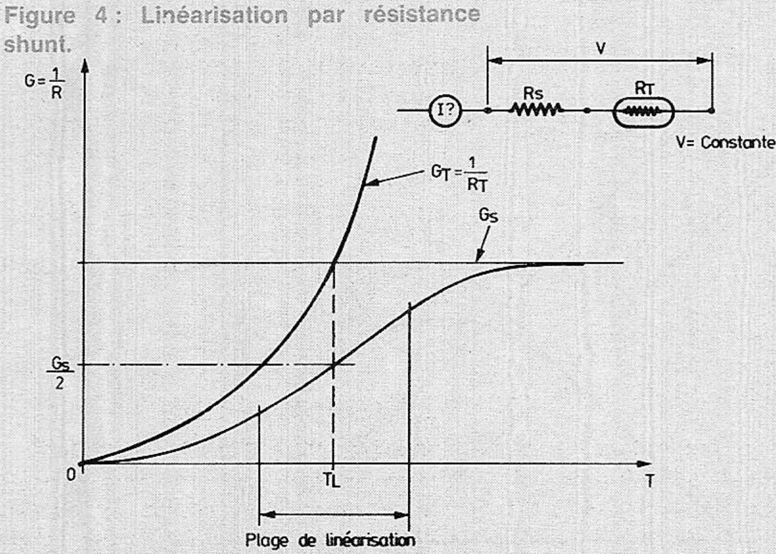


Figure 5 : Linéarisation par résistance série.

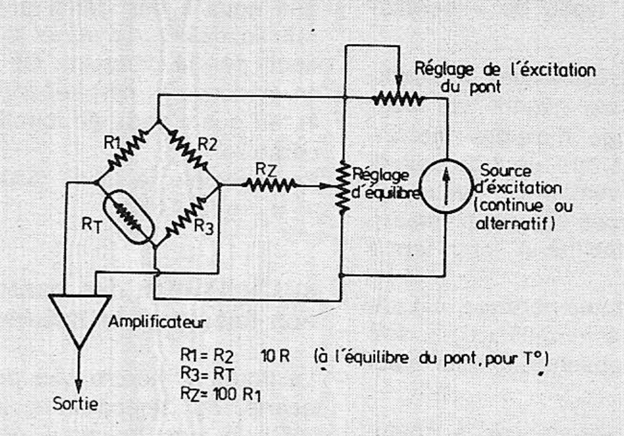


Figure 6 : Insertion du thermistor dans un pont.

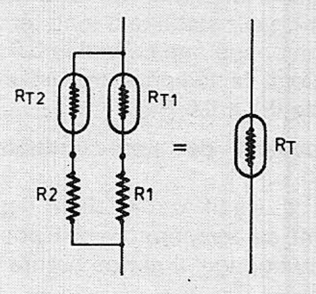


Figure 7 : Deux thermistors de valeurs différentes, soumis à la même température, remplacent 1 thermistor, avec une meilleure linéarité.

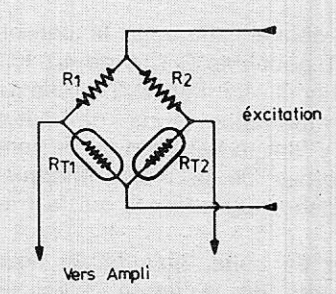


Figure 8 : Mesure de température différentielles à l'aide de deux thermistors montés dans un pont.

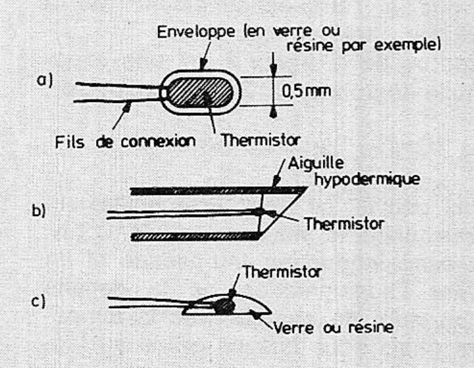


Figure 9 : Quelques aspects de sondes thermométriques à thermistors : a) perle, b) aiguille, c) plaque (température cutanée).

d) **Réalisation des capteurs**

Les thermistors sont en général, pour les usages médicaux, montés en bout de câble sous forme de « goutte » ou de plaque, ou montés dans des aiguilles hypodermiques (voir **figure 9**). La protection mécanique du thermistor est étudiée de façon à conserver les caractéristiques de stabilité à long terme (étanchéité aux agents liquides en particulier) tout en ne dégradant pas la réponse à des changements rapides de température (par le temps de transmission des variations de température à travers la protection mécanique du thermistor).

3) Transducteurs utilisant l'effet thermo-électrique

A) Rappels

Si l'on met en contact deux fils de métaux différents (voir **figure 10**) et si l'on soumet les soudures à des températures différentes, il circule dans la boucle créée, un courant fonction :
— des métaux en présence,
— de l'écart de température T_2 - T_1.
Ce phénomène est baptisé « effet Seebeck ».
Inversement, si l'on impose un courant dans la boucle **(figure 11)**, il y a échauffement d'une des soudures et refroidissement de l'autre. C'est l'effet Peltier (principe de base des « batteries refroidissantes » utilisées par exemple dans les laboratoires de biochimie).
Thermocouple est le nom donné à cet ensemble de deux métaux et de deux soudures.

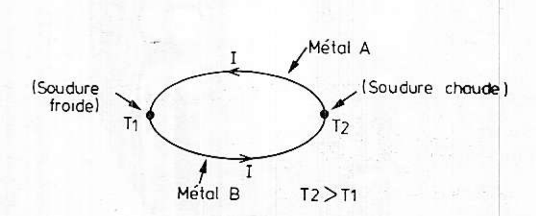


Figure 10 : Effet Seebeck.

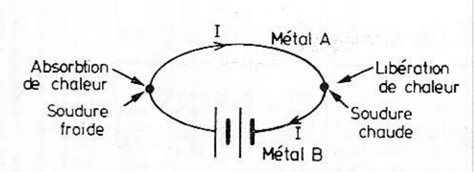


Figure 11 : Effet Peltier.

Quelques exemples		
Couple	Sensibilité	Plage d'utilisation
Cuivre/constantan alliage Cu + Ni	45 µV/°C	— 150 à + 350 °C
Fer/constantan	52 µV/°C	— 150 à + 1000 °C
Chromel/alumel Ni + Cr Ni + Mn + Al + Si	40 µV/°C	— 200 à + 1200 °C
Chromel/constantan	80 µV/°C	0 à + 500 °C
Platine/platine Rhodié	6,5 µV/°C	0 à + 1500 °C

B) Le thermocouple

Un thermocouple n'est donc constitué que de deux soudures entre deux métaux différents. Le circuit est en fait dans ce cas ouvert car on mesure la f. e. m. due à l'effet Seebeck et non le courant qui n'est qu'une conséquence. D'autre part, ce faisant, on réduit, en réduisant l'intensité au minimum, l'effet Peltier qui ne manquerait pas de se produire aux soudures et fausserait le mesures.
On montre que :
$V_{Seebeck} = \alpha (T_1 - T_2) + \gamma (T_1 - T_2)(T_1 + T_2)$.
La f. e. m. due à l'effet Seebeck dépend bien de $T_1 - T_2$ mais elle est aussi fonction de $T_1 + T_2$.
En fait, heureusement γ est très faible par rapport à α et l'on peut sans problème faire l'approximation :

$$V = \alpha (T_1 - T_2)$$

en n'oubliant pas cependant que la sensibilité du thermocouple (exprimée en µV/°C) est cependant fonction de T_1.
La « soudure froide » qui sert de référence est souvent à 0 °C (glace fondante).
Le thermocouple peut-être relativement précis : avec un étalonnage individuel, ou peut prétendre à une précision de 0,5 %.
Les thermocouples ont de nombreux avantages :
— petite taille,
— simplicité de fabrication et robustesse,
— bonne stabilité à long terme,
— linéarisation pas nécessaire pour les faibles variations de température ce qui facilite l'affichage numérique direct.
Par contre, on peut leur reprocher :
— leur faible tension de sortie,
— la nécessité d'une température de référence.
L'inconvénient de la faible tension de sortie peut être facilement tourné en employant plusieurs thermocouples en série.
Dans le domaine biomédical, les thermocouples sont utilisés comme les thermistors : en bout de cathéter dans des aiguilles, etc.

Il a même été réalisé des thermocouples microscopiques, par métallisation sous vide d'une fibre de quartz de 1 µ de diamètre.
Ces thermocouples avaient une constante de temps thermique de 1 µs et étaient destinés à des mesures intracellulaires de comportement transitoire thermique.

4) Transducteurs à jonction semi-conducteur P.N.

Si l'on fait subir une variation de température à une jonction P.N. traversée par un courant constant, on constate que la variation de tension à ses bornes est rigoureusement proportionnelle à la variation de température.
La linéarité du phénomène est quasi parfaite, ce qui facilite d'une part l'étalonnage (2 points suffisent) et d'autre part, l'affichage (possibilité d'affichage numérique sans linéarisation). Les diodes au germanium et au silicium ont été expérimentées avec succès dans ces montages :
- Le germanium se comporte de façon linéaire de 20 °Kelvin à plus de 30 °C.
- Le silicium permet de « descendre » à 4 °K, au prix toutefois de non linéarités entre 4 °K et 40 °K.

En utilisant les équations régissant le fonctionnement des semi-conducteurs, on peut calculer (2ᵉ grâce au lecteur !...) la sensibilité de ces dispositifs.
Elle est pour le silicium de — 2,8 mV/°C si 10 µA traversent la diode et de :
— 2 mV/°C si la diode est parcourue par 1 mA.

5) Transducteurs à variation de fréquence

Les procédés de mesures de température que nous venons d'étudier se prêtent à l'affichage numérique moyennant l'utilisation d'un convertisseur analogique digital. Les méthodes qui suivent sont plus aptes à l'affichage numérique.

A) Transducteurs exploitant la variation d'une capacité en fonction de la température

Le capteur proprement dit est constitué d'un condensateur à diélectrique céramique. En effet, on maîtrise parfaitement à la fabrication le coefficient de température de ce type de condensateur. Ce condensateur fait partie d'un circuit oscillant. Si les ΔT sont petits ($\pm$ 5 °C), la fréquence de résonnance du circuit oscillant varie linéairement avec la température. Pratiquement, le circuit oscillant définit la fréquence d'oscillation d'un oscillateur. Une détection synchrone, suivie d'un fréquencemètre, permet l'affichage direct du ΔT.

B) Thermomètre à quartz

Le capteur est cette fois-ci constitué d'une lame de quartz, du même type que celles employées dans la stabilisation en fréquence des oscillateurs.
En effet, on sait que les fréquences de résonnance d'une lame de quartz sont fonction de la température : f et F sont liés par une expression de la forme

$$f_T = f_0 \, [1 + a\,T + b\,T^2 + c\,T^3]$$

↑ fréquence à la température T ↖ fréquence à 0 °C

les termes b et c peuvent être annulés par une taille particulière de la lame de quartz et par le choix d'un mode de vibration particulier.

Dans ces conditions on obtient donc une relation de :
la forme $f_T = f_0 \, [1 + a\,T]$
avec a = 35,4 ppm/°C ($35{,}4 \, . \, 10^{-6}$/°C)

La linéarité pour une plage de mesure de — 40 à + 250 °C est + 0,05 ‰.

Pratiquement, la lame de quartz pilote un oscillateur dont on met en évidence les variations de fréquence.

L'information est, comme dans le cas précédent, exploitable directement par un affichage numérique.

Une réalisation commerciale utilise un cristal de quartz de fréquence de résonnance 28,2 MHz ce qui confère au transducteur une sensibilité de $28{,}2 \, . \, 10^6 \times 35{,}4 \, . \, 10^{-6} \simeq 1000$ Hz/°C.

Si le fréquencemètre numérique mesurant le Δf compte sur 0,1s, on peut prétendre à une résolution de 0,01 °C.

Globalement, on parvient à une précision de 0,02 °C avec une linéarité qui est 10 fois celle du thermomètre à résistance de platine.

Belle performance non ?...

III. - Conclusion

Il y aurait encore beaucoup à dire sur les procédés de mesure de température : procédés chimiques employant en particulier les cristaux liquides, thermométrie par étude du rayonnement, etc.
En fait, nous n'avons présenté aujourd'hui que des méthodes classiques, rencontrées tous les jours en laboratoire (biochimie, biophysique, analyse, etc.) et à l'hôpital. Cette étude débouche sur la réalisation par l'amateur d'un thermomètre à usage médical.
Ce sera l'objet de notre prochain article dans lequel seront concrétisés les éléments théoriques que nous venons de voir.

D. Heyden

Bibliographie

- Biophysical Measurements (bibliothèque Tektronix).
- Transducers in biomedical measurements (Wiley-interscience Publication) par Cobbold.
- Série « Comprendre et Utiliser... » Simep edition).

Dictionnaire technique

As

Asservissement : Action effectuée par un circuit de commande électrique (amplificateur) sur un organe extérieur, ce dernier réagissant également sur le circuit de commande. Il s'agit donc en général d'un système « bouclé ». L'asservissement de position d'un moteur est un des exemples les plus répandus. Le synoptique montre de quelle manière la position d'un moteur peut être affichée et asservie électroniquement grâce à un potentiomètre dont le curseur est couplé mécaniquement à l'arbre du moteur.

Asservissement de position d'un moteur

Astable : Type de multivibrateur qui oscille librement et d'une manière spontanée (voir **Abraham-Bloch**).

Asynchrone : Moteur électrique dont la vitesse varie en fonction de la charge (travail mécanique demandé) et qui n'est donc pas en rapport constant avec la fréquence du courant qui l'alimente.

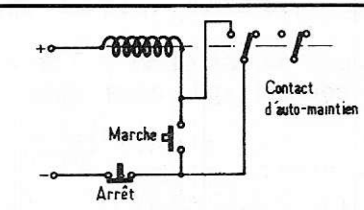
Atténuateur : Appareil destiné à diminuer (affaiblir) la valeur d'un signal électrique.

Audibilité : Le seuil d'audibilité est l'intensité sonore minimum pouvant être perçue. Ce seuil varie selon la fréquence du son à entendre.
En moyenne, ce seuil correspond à une pression acoustique de 3 à 410^{-4} dyne/cm^2. A ce seuil correspond pratiquement la valeur zéro décibel.

Audio-fréquences : Fréquences pouvant être entendues par un être humain. On donne généralement comme fréquences limites 16 Hz et 20 000 Hz, mais la plupart d'entre nous n'entendent vraiment un son qu'à partir de 25 Hz jusqu'à 17 000 Hz.
(Symbole : AF)
On dit aussi fréquences audibles ou, plus généralement, basses fréquences (B.F.).

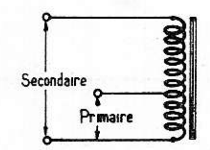
Auto-induction : Phénomène d'induction d'un circuit magnétique sur lui-même, et qui est fonction des caractéristiques mécaniques et électriques du circuit magnétique ainsi que du courant qui le traverse. L'auto-inductance, ou coefficient de self-induction, est égal au quotient du flux magnétique total dans le circuit par l'intensité du courant qui le provoque ($L = \Phi/I$).
L'unité d'auto-inductance est le Henry.
L'auto-induction retarde l'établissement et la rupture du courant dans un circuit, jouant un rôle analogue à celui de l'inertie en mécanique, car elle tend à s'opposer à toute modification de l'état électrique du circuit (on lui doit les étincelles de rupture).

Auto-maintien : Maintien du collage d'un relais électromagnétique après disparition du signal qui a provoqué ce collage. On réalise facilement cet auto-maintien grâce à un contact « travail » du relais. On peut voir sur le schéma d'accompagnement un système de commande « Marche - Arrêt » de relais équipé d'un système d'auto-maintien qui continue à alimenter la bobine après disparition de l'information « Marche ».



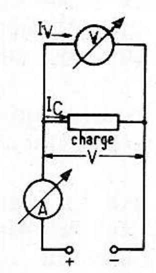
Auto-maintien d'un relais électromagnétique

Auto-transformateur : Type de transformateur dans lequel les enroulements primaire et secondaire ont une borne commune, c'est-à-dire que ces deux enroulements ne sont pas isolés électriquement.
On peut donc considérer l'auto-transformateur comme une bobine unique pourvue d'une prise intermédiaire.



Auto-transformateur

Aval : Méthode de mesure de résistance ou de puissance utilisant un voltmètre et un ampéremètre, le voltmètre étant branché en aval de l'ampérmètre.
Le défaut du montage aval est que l'ampéremètre ne mesure pas seulement le courant passant dans la charge mais également celui passant dans le voltmètre. La plupart des voltmètres ayant une résistance interne élevée, ce défaut n'est pas génant, sauf pour les mesures s'effectuant avec des charges de résistance importante.



Montage aval

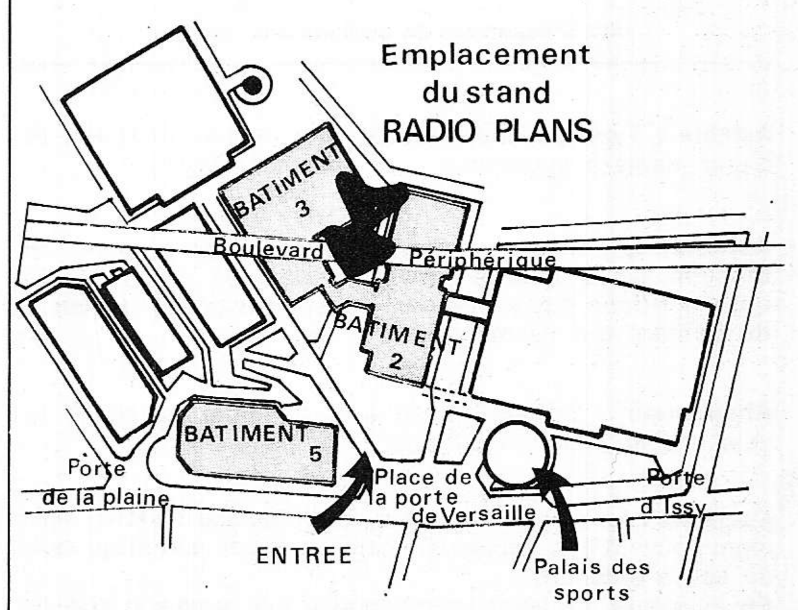
Avalanche : Phénomène provoqué par l'effondrement brusque d'une barrière de potentiel à l'intérieur d'un semiconducteur (entre autres). Par exemple une diode polarisée en inverse (sens non passant) se voit, arrivée à une certaine tension (tension d'avalanche), sujette à laisser passer le courant qu'elle bloquait jusqu'alors, et ceci avec une résistance interne très faible. C'est le phénomène d'avalanche qui est utilisé pour les diodes « zener », la tension nominale dit « de zener » correspondant à la tension d'avalanche.
On protège alors ces diodes grâce à une résistance en série limitant le courant qui, sans cela, détruirait la jonction.

à suivre

RADIO-PLANS

sera, comme chaque année, présent au Salon des composants électroniques et vous invite à visiter son stand sur lequel vous pourrez souscrire un abonnement à tarif réduit (soit 36 F).

Pour recevoir une invitation gratuite, écrire à la rédaction, **2 à 12, rue de Bellevue, Paris-19e.** Joindre un timbre pour la réponse.



Plan du salon des composants electroniques 77



MONTAGES ELECTRONIQUES EXPERIMENTAUX

DEMODULATEUR BF

Un montage peu connu est celui de la **figure 1.** Il s'agit d'un circuit, recevant à l'entrée un **signal BF** à la fréquence f_h modulé en amplitude par un autre **signal BF,** à la fréquence f_b, plus basse que f_h. Des signaux de ce genre sont actuellement produits par des dispositifs synthétiseurs utilisés dans les mesures, la musique électronique, le trémolo, l'électronique médicale,etc. La fréquence f_h peut être supérieure à 250 Hz, donc comprise entre 250 et 20000 Hz et plus.

La fréquence f_b sera comprise entre 5 et 50 Hz. Un examen du schéma permet de voir aisément que le transistor NPN, Q_1 est monté en adaptateur d'impédance (montage à collecteur commun), cette électrode étant reliée directement à la ligne positive d'alimentation. Comme il s'agit de signaux BF, la valeur de C_1 doit être élevée.

On prendra par exemple, $C_1 = 1\ \mu F$ ou plus. La base de Q_1 est polarisée par $R_1 = 47\ k\Omega$ et $R_2 = 47\ k\Omega$ également. La constante de temps est alors,

$T = C_1\ R_1/2$ secondes,

ce qui donne T = 23,5 ms. La fréquence la plus basse de la gamme transmise d'une manière suffisante est alors 1/T = 42,5 Hz.

Pour la transmission de signaux supérieurs à 200 Hz, la valeur de C_1 sera suffisante.

Le signal obtenu aux bornes de R_3 de 4,7 kΩ, est transmis au système détecteur-redresseur D_1 — D_2 qui donne un signal représentant la moitié supérieure du signal à la fréquence f_h. Grâce au filtre passe-bas composé de C_3, L_1 et C_4, ce signal est éliminé et il ne reste que le signal modulant, à $f = f_h$.

On prendra $R_4 = 18\ k\Omega$, $R_5 = 18\ k\Omega$ et $R_6 = 220\ \Omega$.

La bobine de filtrage L_1 doit être de valeur, par exemple 100 H.

Le transistor est un 2N 2676 NPN et les diodes 1N 270. De même, la plupart des transistors amplificateurs BF à faibles signaux peuvent convenir à condition de polariser convenablement la base avec R_1 et R_2.

Une tension d'alimentation de 9 à 12 V conviendra. En utilisant ce démodulateur, on pourra observer à l'oscilloscope, la forme du signal d'entrée et celle des signaux obtenus aux bornes de C_3 (avant filtrage) et de C_4 (après filtrage).

Ces examens permettront aussi bien la mise au point des générateurs de signaux de ce genre que du démodulateur lui-même.

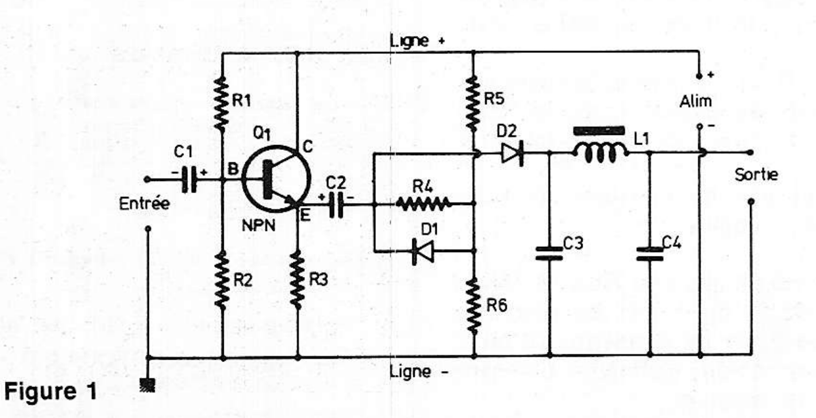


Figure 1

INDICATEUR DE SIGNAUX ET DETECTEUR

Le petit montage qui sera décrit se compose de deux parties représentées aux **figures 2 et 3.**

A la **figure 2** on donne le schéma d'un indicateur visuel et auditif. Ces signaux sont appliqués aux points (a) et (m).

On pourra doser ce signal avec le potentiomètre P_1 dont le curseur est relié à la base du transistor NPN, Q_1.

Le collecteur fournit un courant qui traverse le microampèremètre MA monté avec la borne — au collecteur et la borne + au pont constitué par R_2 R_2 et P_2.

L'alimentation est autonome et peut être une pile de 3 V ou un petit accumulateur. Voici comment fonctionne ce montage. La tension continue, après dosage par P_1 apparaît avec le + sur la base et le — à la masse. Comme la base est polarisée positivement, le transistor produit un courant à la sortie effectuée sur le collecteur. Ce courant est d'autant plus important que la base est positive. On a ainsi une mesure, grâce à MA, de la tension appliquée à l'entrée, après dosage par P_1 et réglage de P_2. Ce potentiomètre sert de réglage de zéro, autrement dit, il permet de mettre l'aiguille de l'instrument à la graduation zéro, lorsque la base est à zéro volt. A cet effet, il suffira de tourner le curseur de P_1 à fond, vers l'extrémité de masse. On pourra aussi prévoir un interrupteur I qui mettra à la masse la base de Q_1 pendant l'opération de remise à zéro du microampèremètre MA.

Les valeurs des éléments du montage de la **figure 2** sont : $C_1 = 1{,}2$ nF, $C_2 = 1\ \mu F$, $R_1 = R_2 = 1{,}5\ k\Omega$, $P_1 = 1\ M\Omega$, $P_2 = 25\ k\Omega$, linéaires MA = microampèremètres 0 à 500 µA qualité moyenne, pile de 3 V.

Passons maintenant au montage de la **figure 3.**

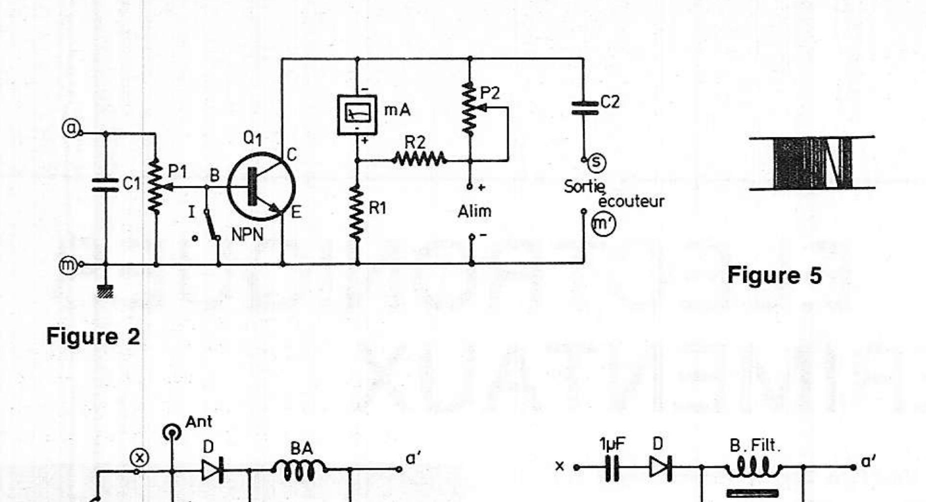


Figure 2

Figure 5

Ant
x
D
BA
a'
L1
CV
C3
C4
y
m"

Figure 3

x
1µF
D
B. Filt.
a'
Entrée
C3
C4
y
m"

Figure 4

Il s'agit d'un détecteur à diode suivi d'un filtre et comportant un circuit accordé parallèle L_1 — CV avec une borne d'antenne.

La bobine L_1 est amovible et interchangeable. De cette façon on pourra prévoir plusieurs gammes de réception d'émissions. On pourra ainsi réaliser avec les deux appareils associés, un indicateur-mesureur de champ, un petit récepteur radio, une sonde, etc.

La diode D redresse le signal HF apparaissant aux bornes du circuit accordé et donne deux composantes. L'une est continue, avec le + à la sortie (a') et le — à la sortie (m") qui sera reliée éventuellement, à la ligne de masse m — m' de l'indicateur. L'autre est la composante BF.

Le filtre est du type passe-bas et comprend deux condensateurs et une bobine BA de 0,5 mH.

Le signal BF sera décelé à la sortie « ECOUTEUR » du montage de la **figure 4.**

Les valeurs des éléments sont : CV = condensateur variable de quelques dizaines de picofarads, par exemple 35 ou 50 pF ; D = diode détectrice ; C_3 = C_4 = 1,2 nF. Cinq bornes, l'une pour l'antenne, deux pour la bobine interchangeable L_1, deux pour le branchement à l'indicateur (bornes a' et m").

Bobinages

La bobine d'arrêt BA doit avoir un coefficient de self-induction, L = 0,5 mH = 500 µH, valeur non critique.

Les bobines d'accord auront les valeurs suivantes :

(A) Gamme 3 à 5 MHz, L_1 = 73 µH
(B) Gamme 4,2 à 7,5 MHz, L_1 = 36 µH
(C) Gamme 7 à 14 MHz, L_1 = 10 µH
(D) Gamme 13 à 26 MHz, L_1 = 3,9 µH
(E) Gamme 25 à 55 MHz, L_1 = 1,8 µH
environ.

Si l'on ne trouve pas ces bobines dans le commerce, on pourra les réaliser soi-même assez facilement. Ce seront alors des bobines à air pour éviter toute recherche de noyaux de ferrite spéciaux OC.

Bobine d'arrêt, 500 µH. 272 spires jointives de fil de 0,15 mm de diamètre sur un tube de 2 cm de diamètre. La longueur de l'enroulement est 6 cm environ, ce qui nécessite un tube de 7 ou 8 cm de longueur.

Bobine de 73 µH. 104 spires jointives de fil de 0,4 mm de diamètre sur même tube.

Bobine de 36 µH : 73 spires jointives de fil de 0,6 mm de diamètre, même tube.

Bobine de 10 µH : 38 spires jointives de fil de 1,2 mm de diamètre, même tube.

Bobine de 3,9 µH : 12 spires jointives de fil de 1,5 mm de diamètre sur tube de 2 cm de diamètre.

Bobine de 1,8 µH gamme 25 à 55 MHz : 10 spires de fil de 1 mm de diamètre sur tube de 2 cm de diamètre. La mise au point des bobines s'effectue aisément si on peut les mesurer.

Dans ce cas, ajouter environ 10 % de plus au nombre des spires prévu. Ensuite, on enlèvera des spires jusqu'à obtention de la valeur de L prévue. On pourra aussi augmenter la longueur de l'enroulement en écartant quelques spires des autres comme on le montre à la **figure 4.** Ce procédé aura pour effet la diminution de L.

Utiliser une antenne verticale de 1 m de longueur environ. Réunir les points a — a' et m" m après avoir disposé préalablement P_1 à zéro (curseur à la masse).

Si l'on surveille une seule émission, tourner **lentement** P_1 vers le maximum. Le microampèremètre déviera. Court-circuiter la base vers la masse avec I. Régler le zéro de l'instrument avec P_2.

Ce réglage peut rester valable pendant quelques temps si la température ambiante ne change pas. Tourner ensuite P_1 jusqu'à obtention d'une déviation correspondant à 250 µA, moitié de la déviation totale de MA. L'accord, à l'aide du circuit LC doit être effectué **avant** la mise au point de l'indicateur.

Procéder de la manière suivante. Brancher comme précédemment le détecteur à l'indicateur, avec P_1 à zéro. Brancher un écouteur à la sortie. Régler CV

jusqu'au maximum de son, correspondant à la station captée, en tournant P_1 vers le maximum autant que nécessaire, afin de polariser la base du transistor. Cet appareil ne peut être étalonné que par comparaison avec un indicateur de champ placé au même endroit. Pour obtenir un indicateur BF, supprimer L et CV et prévoir deux bornes, l'une à l'émetteur de la diode et l'autre à la masse. Placer un condensateur isolateur comme indiqué à la **figure 5.**

Dans ce montage les valeurs des éléments sont $C_3 = C_4 = 100\ \mu F$, BFILT = bobine de filtrage. Tout enroulement de bobine ou de transformateur BF peut convenir. On pourra aussi remplacer la bobine par une résistance de 2 kΩ.

Les semi-conducteurs à choisir dans les deux appareils sont : D = diode tous emplois, par exemple AA 118, Q_1 = transistor NPN, comme par exemple BC 109, BC 209, BC 173, 2N 2926, BC 112, etc. Disposer les deux parties dans des coffrets métalliques mis à la masse, aussi petits que possible.

L'antenne peut aussi être télescopique. Si le champ HF est très puissant, agir sur P_1 avec prudence en commençant toujours avec le curseur à la masse.

Tourner le bouton de P_1 en observant le microampèremètre. Si celui-ci risque d'être endommagé, on pourra diminuer sa sensibilité en le shuntant par une résistance égale à celle de l'instrument. De ce fait, celui-ci indiquera 1 mA au lieu de 500 µA.

GENERATEUR FM A DIODE A CAPACITE VARIABLE

A la **figure 6,** on donne le synoptique d'un montage modulateur de fréquence, utilisant une diode à capacité variable. L'appareil comprend les parties intérieures au rectangle pointillé. Un générateur BF extérieur (A), fournit le signal BF modulant.

Ce signal peut aussi provenir d'une source de signaux « musicaux » ou de parole ou de bruits quelconques.

La partie (B) est un étage BF amplificateur dont le signal amplifié est transmis à un atténuateur (C). Celui-ci fournit le signal BF dosé à la diode à capacité variable (D) qui fait partie du circuit d'accord de l'oscillateur HF (E). Le signal HF est alors modulé, en fréquence par la BF.

On obtient à la sortie le signal FM. Passons maintenant au schéma complet de la **figure 7,** proposé par ITT. Le signal BF, destiné à moduler le signal HF est appliqué à l'une des entrées.

Celle à basse impédance est disposée entre les points 1 et 2 et celle à haute impédance, entre les points 1 et 3.

Le transistor Q_1 est une adaptation d'impédance, un NPN du type BC 170 B. Il est monté en collecteur commun, cette électrode étant reliée directement à la ligne positive. La charge de sortie est le potentiomètre P_1, qui sert d'atténuateur.

On voit ensuite que le signal BF, dosé par P_1, est transmis par C_3 et R_4 à la capacité d'accord de L_1. Cette capacité se compose du condensateur variable CV, de la capacité série C_4 et de la capacité variable de la diode montée en polarisation inverse.

En effet, la cathode de la diode est au + de l'alimentation, donc à une tension supérieure à celle de l'anode.

Au repos, la capacité de la diode est fixe et déterminée par la tension inverse de polarisation.

Lorsque le signal BF est appliqué à la diode, la tension de l'anode varie et, de ce fait, la capacité d'accord de L_1, ce qui produit la modulation de fréquence.

La diode choisie ne nécessite pas de source spéciale de tension de polarisation.

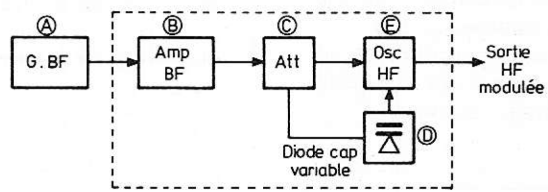
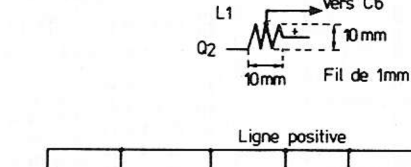


Figure 6



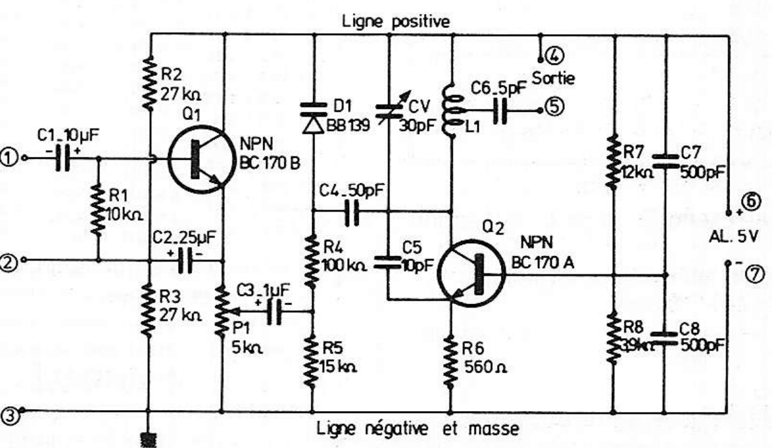


Figure 7

On a réalisé l'oscillateur avec Q_2 un NPN du type BC 170 A L_1 est insérée entre le collecteur et la ligne positive. L'entretien des oscillations est obtenu grâce au couplage par C_5 entre le collecteur et l'émetteur. Ce dernier est polarisé par R_7 et R_8 et découplé par C_7 et C_8.
On dispose du signal HF modulé aux bornes de L_1. Il est transmis aux bornes de sortie par C_6, à partir de la prise médiane de la bobine.
Ce montage peut fonctionner en HF sur la bande II des FM, donc vers 100 MHz.
La capacité d'accord de la bobine, au repos est égale à 30 pF + C_r. C_r est la résultante de C_4 = 50 pF et la capacité de la diode.
La capacité totale d'accord est donc de l'ordre de 40 pF et par conséquent, le coefficient de self-induction de L_1, doit être, d'après la formule de Thomson,

$$L_1 = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C}$$

On trouve L_1 = 0,063 µH.
On pourra déterminer les caractéristiques de la bobine de 0,063 µH à l'aide d'une formule approximative simple :

$$n = k \frac{\sqrt{b\ L}}{d}$$

dans laquelle
n = nombre de spires
b = longueur de l'enroulement, en mm
d = diamètre de la bobine, en mm
L = coefficient de self-induction en µH
k = constante dépendant de d/b donnée par le tableau ci-après.

d/b	k
0,1	70,6
0,2	43,9
0,33	38,4
0,4	36,4
0,5	35,3
0,66	34,7
1	34,2
2	33,3
10	32,6

Prenons par exemple : d = b = 1, donc k = 34,2.
On trouve, en utilisant la formule,

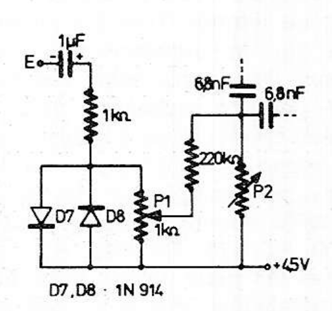
$$n = 34{,}2 \frac{\sqrt{10\ .\ 0{,}063}}{10} = 2{,}7 \text{ spires.}$$

Comme la longueur de la bobine est de 10 mm, on pourra réaliser la bobine « sur air » avec 2,7 spires de fil nu de 1 mm de diamètre, sur une longueur de 10 mm. ■

SSTV : Additif au montage : Indicateur d'accord correct (n° 351)

circuit de protection

J'ai constaté, après avoir prêté cet appareil à des amis pratiquant la S.S.T.V., la « mort » inexpliquée de CI_1. Après enquête, il s'est avéré que mon prototype avait été utilisé, alimenté par une alimentation dont le négatif était à la terre et branché sur un récepteur de trafic non connecté à la dite terre.
Aucun doute n'était plus possible : les courants de fuite secteur du récepteur étaient passés à la terre, mais au travers de l'entrée de l'indicateur d'accord, d'où mort de CI_1. Triste histoire !
J'ai donc installé sur l'entrée, après remplacement du circuit détectueux, un circuit de protection constitué de deux diodes tête-bêche, montées en écrêteur (voir **figure**).

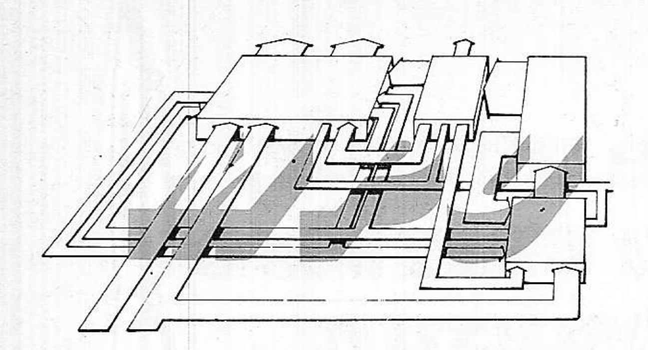


Adjonction d'un écrêteur à diode sur l'entrée (voir texte).

Attention : ce circuit ne doit pas agir en fonctionnement normal. Il faudra limiter le niveau BF en conséquence (inférieur à 1,4 V crête à crête), lors de la mise au point et lors de l'utilisation.

Il faut ajouter à la nomenclature des composants nécessaires :
— D_7, D_8 : 1 N 914.
— 1 résistance de 1 KΩ, 1/4 de watt.

F5HH. D. HEYDEN



INITIATION AUX MICROPROCESSEURS

• La logique programmée
• Les montages

Les articles parus dans les numéros 350 et 351 de RADIO-PLANS nous ont permis de créer une structure matérielle permettant de traiter des données par la logique programmée.
Nous avons, vu, également, que cette structure devait nous permettre de nous abstraire de l'aspect machine pour résoudre un problème. La programmation apparaît, en effet, comme la mémorisation de mots binaires sous formes de séquences que nous avons appelée instruction. Puisque nous allons réaliser des ensembles de mots, nous sommes tout naturellement amenés à introduire la notion de langages. Pour ne pas s'effrayer de l'abstraction de cette notion, il faut toujours se souvenir que ces mots binaires sont composés d'éléments matérialisables par des signaux électriques (tension 0 et 5 V par exemple).
Le but de cet article est donc de présenter, d'une part, les méthodes d'analyse d'un problème à résoudre par la logique programmée et, d'autre part, les règles de programmation, ceci d'une façon simple. Nous sommes convaincus que le microprocesseur est accessible, pour des applications simples, à tout un chacun ayant des connaissances élémentaires en électronique et en logique. Le microprocesseur est un outil et nous nous proposons de donner le mode d'emploi de cet outil.

COMME nous avons eu l'occasion de l'écrire dans l'article précédent, il n'y a pas de microprocesseur universel. Ils ont, en effet, chacun leur propres caractéristiques et leurs propres domaines d'application. Pour cette raison, nous nous bornerons, dans le présent article aux règles générales en utilisant le microprocesseur imaginaire que nous avons décrit précédemment. Ceci nous permettra, dans un prochain article de décrire un microprocesseur existant réellement et de présenter des applications réalisables facilement.
Le microprocesseur se présente comme un « calculateur », dans son utilisation, mais, c'est également un composant ou un ensemble de composants. De ce fait, pour réaliser un système autour d'un microprocesseur, il convient en premier lieu d'effectuer un montage. Par conséquent, avant de commencer à programmer son système, l'utilisateur doit, d'abord, dessiner le schéma de montage. C'est la raison pour laquelle nous débuterons par l'étude de l'interconnexion des éléments du système. Une fois munis de celui-ci nous pourrons introduire la programmation proprement dite précédée de sa phase d'analyse du problème.
Enfin, nous conseillons au lecteur de ne pas essayer, pour la bonne compréhension de la logique programmée, de tirer un parallèle ou de chercher des points de comparaison avec la logique câblée. Pour acquérir plus rapidement et plus efficacement cette nouvelle technique, il est conseillé de la considérer comme entièrement définie par elle-même, avec ses propres règles et donc, ses propres méthodes. Nous cherchons dans cet article à introduire un raisonnement micro-informatique.

Le schéma

Comme en logique câblée, le nombre de schémas réalisables autour d'un microprocesseur est infini. Toutefois, il est possible de tracer les lignes générales de l'implantation d'un système minimum, support de la logique programmée et garantissant la prise en compte de toutes les données à traiter.
Dans la représentation de ces schémas théoriques, il est d'usage de représenter les composants par des rectangles ou par les symboles habituels lorsqu'il s'agit de porte de logique combinatoire. Les liaisons entre composants sont représentées par des traits avec les conventions suivantes : lorsque le mot binaire circule sous forme parallèle entre deux composants, l'ensemble des liens physiques est réuni en un seul trait avec mention du nombre de fils comme indiqué dans la **figure 1.**

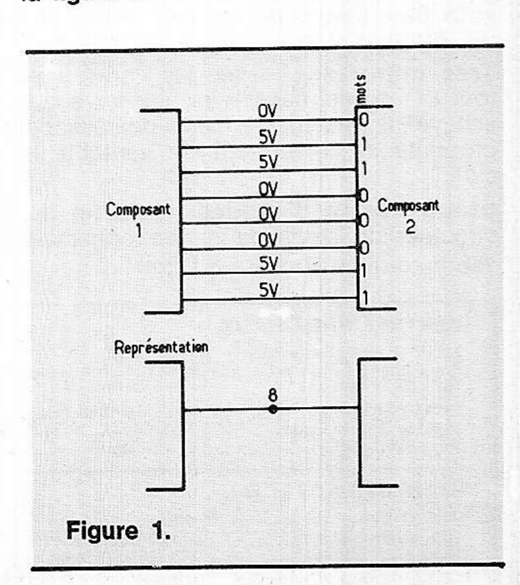


Figure 1.

Dans cet exemple, le mot binaire a une dimension de 8 bits. Comme nous l'avions vu précédemment cette liaison s'appelle un bus. Il est évident que, pratiquement, il y a autant de fils soudés joignant respectivement sur chaque circuit ou boîtier autant de points d'entrée ou de sortie que le nombre de liaisons indiqué.

Pour étudier un système microprocesseur, il suffit, au départ, de réaliser le schéma de montage théorique comme il sera montré ci-après. Le câblage réel des composants se déduit immédiatement de ce schéma en utilisant le repérage numéroté des broches de connexions défini par le constructeur du circuit. Il pourra être fait ultérieurement ou parallèlement à la programmation.

Le microprocesseur

Par convention, nous représenterons le microprocesseur sous forme d'un rectangle unique même si, en réalité, celui-ci se présente sous forme de plusieurs boîtiers. A noter ici, le mot « boîtier ». Il représente l'aspect physique de l'emballage de la surface de silicium circuit intégré.

Lors du précédent article, nous avons décrit ce que nous pourrions trouver dans un microprocesseur. Nous avons, également, vu les points par lesquels celui-ci pouvait être électriquement connecté avec son environnement.

La **figure 2** montre les connexions de boîtier du microprocesseur (il s'agit toujours ici d'un microprocesseur imaginaire mais, pourtant, proche de la réalité).

Le bus d'adresses est relié dans le microprocesseur au registre d'adresses comme nous l'avons vu dans l'article précédent. La **figure 3** illustre la structure du bus d'adresses et de sa connexion au registre d'adresses.

Rappelons, simplement, que le registre d'adresses est un ensemble de bascules, ici au nombre de 16 qui mémorisent des bits à des valeurs « 0 » ou « 1 » suivant la valeur de l'adresse qui a été composée dans le microprocesseur. Il s'ensuit sur les fils repérés AD 0 à AD 15 des tensions qui pourront être décodées par des circuits de logique câblée classique.

Le décodage de cette adresse, pour qu'elle soit interprétable par la mémoire ou un organe périphérique, sera expliqué dans le paragraphe suivant la description de la mémoire elle-même. La valeur chargée dans le registre d'adresses dépend du programme et le chargement de cette valeur s'effectue à des instants déterminés dans le microprocesseur sous contrôle de sa logique interne.

Enfin, il n'est pas obligatoire d'utiliser tous les fils d'adresses pour réaliser un système opérationnel. En effet, si nous n'avons besoin d'utiliser qu'une quantité de mémoires limitée, nous pouvons laisser libres des fils. Toutefois, pour une question de facilité de programmation et vu le mode d'avancement des pas-programme par incrémentation de 1 du compteur ordinal, il faut utiliser, par priorité les fils représentant les poids faibles d'adresses.

Le fil AD 0 permet, en effet, de progresser unité par unité, le fil AD 1 deux par deux, le fil AD 2 quatre par quatre, etc. Pour avoir un adressage continu, c'est-à-dire que la distance de deux adresses consécutives soit de 1, il faut prendre des fils consécutifs à partir de AD 0. Par exemple, avec les fils AD 0, AD 1, AD 2, AD 3, nous pouvons adresser $2^4 = 16$ mots en mémoire, avec les fils de AD 0 à AD 11 on peut adresser $2^{12} = 4\,096$ mots en mémoire, etc... On peut voir immédiatement, que de prendre 1 fil d'adresses supplémentaire double le nombre de mots adressables.

Le bus de données est, lui, relié dans le microprocesseur au registre de données et au registre d'instruction (voir article précédent). C'est, en effet, par ce bus que, d'une part, les données proprement dites (paramètres, variables, etc.) et, d'autre part, les mots instruction vont entrer dans le microprocesseur. La distinction des uns et des autres est, naturellement, faite par le microprocesseur puisque celui-ci sait, à un moment donné, que ce qu'il attend est une donnée ou une instruction. C'est, en effet, le microprocesseur qui fait la demande à la mémoire en lui envoyant une adresse. Dans le cas de sortie d'information, seules les données peuvent être conservées. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point qui donne toute la différence de raisonnement entre la logique câblée et la logique programmée.

Ce qui nous pouvons déjà retenir, c'est que ce bus, à l'inverse de celui d'adresses, est bidirectionnel. En effet, les informations peuvent transiter sur ses fils dans un sens ou dans l'autre, ceci en fonction d'ordres fournis par le microprocesseur. Nous ne voulons pas entrer dans les moyens technologiques qui permettent de réaliser les bus bidirectionnels. Mais, nous pouvons, toutefois, préciser que la modification d'impédance des registres receveurs (ou destinataires) et origine (ou source) entraînent un changement de circulation des signaux sur le bus.

Cette modification est obtenue par des signaux émis par le microprocesseur dont nous parlerons ci-après.

Dans l'exemple de la **figure 2,** nous indiquons un bus de 8 fils ou 8 bits. Ainsi, les données (ou instructions) seront introduites dans le microprocesseur sous forme de mots de longueur de 8 bits. Nous avons désigné les fils de données par les abréviations DB 0, DB 1... DB 7, pour conserver les notations les plus courantes dans la littérature américaine (Data bus : bus de données). L'ordre de connexion de ces fils représente de DB 0 à DB 7 l'ordre croissant du poids des bits constituant le mot de donnée. Ce bus est obligatoirement entièrement relié à la mémoire de programme, car c'est par lui que rentrent les instructions dans le microprocesseur.

Les entrées logiques sont en nombres variables suivant les microprocesseurs. Il y en a toujours au moins une. Les entrées peuvent revêtir deux aspects différents comme nous le verrons plus loin. Pour l'instant, contentons-nous de considérer que par un signal appliqué à ces broches, le microprocesseur peut modifier le déroulement de ce programme. L'importance de ces entrées apparaît immédiatement. La modification de l'état électrique de l'environnement du microprocesseur peut provoquer l'exécution

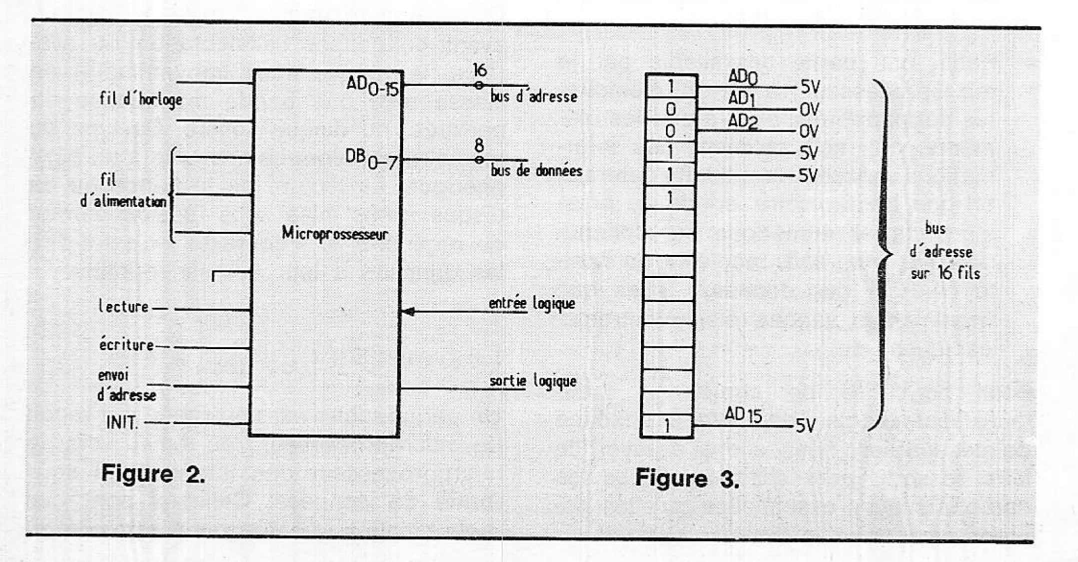


Figure 2.

Figure 3.

d'un programme différent. Pour fixer les idées, on peut donner en exemple, un signal d'alarme connecté à l'entrée logique et qui provoquera, par exemple, l'exécution du programme de l'arrêt de la machine que le microprocesseur régulait. Ce ou ces fils de signaux logiques aboutissent dans le microprocesseur à des bascules élémentaires pouvant prendre la valeur 0 ou 1. Nous verrons par la suite, de quelle façon le microprocesseur, ou plus exactement, le programme peut prendre en compte l'état logique de ces bascules.

Les sorties logiques sont également en nombre variable en fonction des microprocesseurs. Cette fois, les signaux logiques sortent du microprocesseur vers le système matériel environnant. Dans la documentation américaine, les bascules auxquelles sont reliées ces sorties, sont appelées des FLAGS (drapeaux). Ce mot exprime bien que le signal logique sortant est fonction de l'état interne de l'unité centrale (microprocesseur) issu de l'exécution de tout ou partie d'un programme. Ces broches peuvent, également, servir de sorties d'information série, c'est-à-dire que le mot constitutif d'une information sort bit par bit. De même, nous ne l'avions pas signalé, l'entrée logique peut servir d'entrée série de données.

Les autres fils représentés ont une fonction plus évidente. Les fils d'horloge permettent de connecter au microprocesseur et suivant leur type, soit un circuit d'horloge complet, soit, si ce circuit est déjà inséré dans l'unité centrale, le quartz ou le simple condensateur qui donnera la base de temps et qui peut lui, bien entendu, ne pas être intégré dans le microprocesseur.

Les fils d'alimentation sont en nombre fonction des tensions d'alimentation nécessaires au boîtier microprocesseur (1, 2 ou 3 suivant le cas) plus la masse.

Dans l'établissement du premier schéma théorique du système, il n'est pas nécessaire de représenter ces connexions.

Enfin, nous trouvons des fils d'usage général. La broche de connexion intitulée « essai d'adresse » permet d'enrayer, à partir du microprocesseur, vu la mémoire et les périphériques, un signal avertissant ceux-ci que l'unité centrale envoie vers eux une adresse.

La broche de connexion intitulée « lecture » avertit de même la mémoire et les périphériques que le microprocesseur est en train de lire une donnée ou une instruction (voir la bidirectionnalité du bus de donnée). De même celle intitulée « écriture » indique que le microprocesseur envoie une donnée vers la mémoire, donc à mémoriser, ou vers un périphérique (voir la bidirectionnalité du bus de donnée). Bien évidemment, la lecture ou l'écriture se fait à l'adresse précédemment envoyée. Le fil désigné par « INIT » peut revêtir différentes formes. D'une façon générale, il permet d'initialiser le microprocesseur en remettant tous ses registres et, en particulier, son compteur ordinal à 0.

Les mémoires

La mémoire a une importance primordiale dans la construction d'un système à base de microprocesseur. Elle mérite donc que l'on s'y attarde quelque peu.
Comme nous l'avons vu au début de cet article, la résolution d'un problème autour d'un microprocesseur commence toujours par l'implantation du schéma, avant même d'avoir écrit la première ligne du programme. Or, la structure, la dimension et la composition de cette mémoire dépendent étroitement du programme que l'on y implantera, comme nous le verrons plus bas. Nous nous trouvons donc dans l'obligation de pronostiquer les besoins en mémoire du programme solution de notre problème. Ce pronostic est d'autant plus difficile que le système mémoire ne peut être que rarement homogène. En effet, les caractéristiques des différentes parties de mémoire changent en fonction de la nature des mots que l'on veut mémoriser.

Un système mémoire est généralement divisé en trois grandes parties :

— Une partie réservée au programme, c'est-à-dire les cases mémoires successives dans lesquelles vont se trouver les instructions.

— Une partie réservée à la sauvegarde des variables, des résultats partiaux et des tables de valeur.

— Enfin, une partie assimilable par le microprocesseur, à de la mémoire, les périphériques, c'est-à-dire les éléments, qui, soit envoient des informations variables vers l'unité centrale, tel que thermomètre, sonde de pression, clavier numérique ou alphanumérique, etc., soit, reçoivent de l'unité centrale des données, telles que imprimantes, vannes relais électromécaniques, etc.

Pour permettre de choisir la meilleure technologie adaptable à chacune de ces parties, nous allons essayer de faire ressortir pour chacune d'elles les caractéristiques essentielles qu'elles devront avoir dans le système définitif.

La mémoire de programme

Lorsque le système sera construit et sous tension, le microprocesseur ira chercher dans cette partie de la mémoire, à l'adresse indiquée par le compteur ordinal, l'instruction à exécuter. Il apparaît immédiatement, qu'il devra être possible de lire le contenu de cette mémoire, mais que, par contre, il n'est nullement nécessaire de pouvoir y écrire. De plus, il faut que lorsque l'on met sous tension le dispositif, le programme soit disponible. Il est donc nécessaire que cette partie de la mémoire ne s'efface pas lorsque le système est hors tension. Nous dirons que la mémoire doit être non volatile.
Enfin, l'organisation de ses cases doit être telle qu'à une adresse donnée on puisse trouver le mot d'instruction complet. Par exemple, pour un microprocesseur de 8 bits, à une adresse nous trouverons 8 cases jointives qui pourront être extraites en parallèle de cette mémoire.

A noter que comme nous le verrons ultérieurement, des « données » invariables sont incluses également dans cette partie de la mémoire.

La mémoire de données

Dans cette partie de la mémoire, les mots seront écrits et lus en fonction des besoins des programmes. Nous devrons donc utiliser des mémoires à lecture et écriture, également appelées mémoires vives. Suivant l'exploitation du dispositif, il n'est pas obligatoirement nécessaire de conserver la mémorisation de ces données et résultats partiels après que le système ait été mis hors tension. Cette mémoire pourra être volatile. En fait, il n'existe pas, actuellement, de mémoires à écriture et lecture en circuit intégré qui soient non volatiles.
S'il était besoin de sauvegarder ces données d'un jour à l'autre, il faudrait, avant de couper l'alimentation du système, les écrire dans une mémoire de masse telle que bande magnétique ou perforée, ou disque souple. Ce type de mémoire est alors comparable à un périphérique. La lecture de la bande ou du disque après mise sous tension permet de régénérer le « contexte » c'est-à-dire les données à leur adresse primitive.

Les périphériques

Un périphérique est un organe qui reçoit du microprocesseur, ou émet vers le microprocesseur des informations sous forme de données. Celles-ci sont des mots binaires que l'on aura pris soin de

mettre aux dimensions des mots qui peuvent être traités par l'unité centrale.

D'autre part, ce périphérique doit avoir une adresse pour que le microprocesseur puisse « dialoguer » avec lui. Nous somme donc, tout naturellement, conduits à assimiler un périphérique à une case mémoire ou un ensemble de cases mémoires.

Nous admettrons sans le démontrer, qu'il est toujours possible, à partir de manifestations mécaniques, hydrauliques ou électriques et d'une façon générale à partir de signaux analogiques, de réaliser des expressions binaires numériques équivalentes. Nous considérons donc un périphérique comme un registre contenant un mot binaire interprétable par le microprocesseur.

Munis de ces éléments, nous pouvons revenir à notre schéma et le compléter de la façon suivante :

En conservant le même symbolisme que précédemment nous représenterons la mémoire de programme et la mémoire de données par deux rectangles, l'un représentant la partie analogique, l'autre, le registre contenant le mot binaire, comme représenté sur la **figure 4.**

Les fils AD 0 à AD x sont reliés au bus d'adresses et les fils DB 0 à DB 7 au bus de données du microprocesseur. Rappelons que le bus de donnée est bidirectionnel, c'est-à-dire que les informations aux mots binaires peuvent circuler dans un sens et dans l'autre. L'expression binaire qui circulera sur le bus de données proviendra de la case ou ira vers la case désignée par l'adresse issue de la combinaison des fils AD 0 à AD x.

En fait, la première difficulté apparaît maintenant. Quel volume donner à la mémoire de programme et à la mémoire de données ? En effet, de cette dimension dépendra le nombre de fils du bus d'adresse qui sera utilisé et les moyens de décodage d'adresse qu'il faudra mettre en œuvre. C'est le pronostic dont nous parlions plus haut. Donc, avant d'étudier les circuits de décodage d'adresse, il faut jauger le programme.
Une solution de facilité consisterait à prendre un volume mémoire sus-dimensionné (dans les limites de l'espace adressable maximum 65 536 mots). Cette solution est très coûteuse à différents titres : nombre de boîtiers mémoires, complexité du système de décodage, surface de circuit imprimé, volume de matériel, place mémoire prévue, montée et inutilisée. Dans un premier réflexe on pourrait imaginer de diminuer la dimension de cette mémoire après coup. Mais, cette solution est très scabreuse. En effet, le programme que l'on a écrit utilise des adresses qui dépendent du câblage du décodage d'adresse. Pour diminuer le volume mémoire nous serions conduits à modifier ces circuits de décodage et donc, à modifier les adresses utilisées par le programme. Dans ces conditions celui-ci est quasiment à refaire.
Une dimension mémoire sous-dimensionnée conduirait à un résultat similaire.
Comment jauger la dimension d'un programme ? C'est déterminer le nombre d'instructions nécessaires pour effectuer une tâche. En effet, il y a une relation statistique fixe entre le nombre d'instructions et leur traduction en mots binaires mis en mémoire (1, 2 ou 3 mots par instruction ; pour un microprocesseur donné un rapport à peu près fixe entre le nombre d'instructions et de mots instruction quel que soit le programme).
Alors, comment estimer le nombre d'instructions ? C'est l'expérience que l'on a du microprocesseur que l'on va utiliser qui nous permet de le définir. Ce sera l'objet de la suite d'articles qui sera faite sur les applications des microprocesseurs.

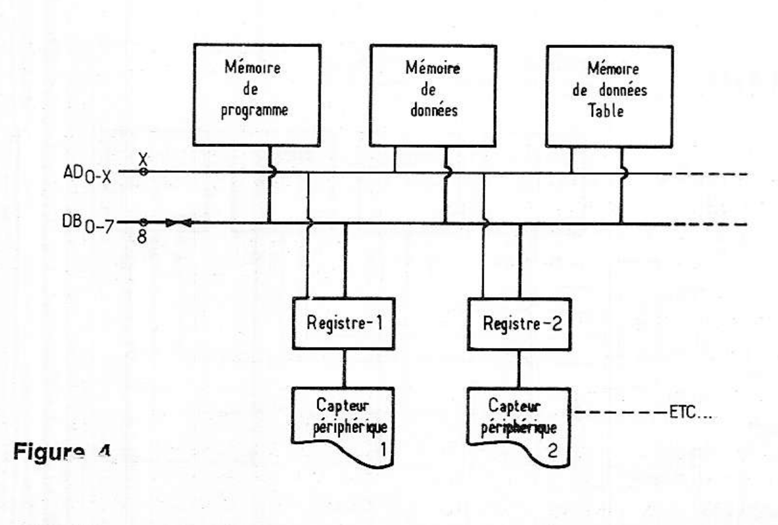


Figure 4.

Le décodage d'adresse

Rappelons qu'un nombre binaire écrit sur n chiffres permet de réaliser 2 n valeurs différentes de base quelconque. Par exemple, si n = 8 nous pouvons écrire 256 valeurs différentes de 000 à 255 en base 10 ou 00 à FF en base hexadécimale, etc. Si n = 12 : 4 096 valeurs de 0 à 4 095 en base 10 ou 0 à FFF en base 16, etc.
Réciproquement si nous voulons différencier 256 valeurs les unes des autres, nous devrons les coder numériquement sur 8 chiffres binaires (à noter qu'elles sont codées sur 3 chiffres en base 10 et 2 chiffres en base 16).
Nous pouvons représenter ceci par la **figure 5.**

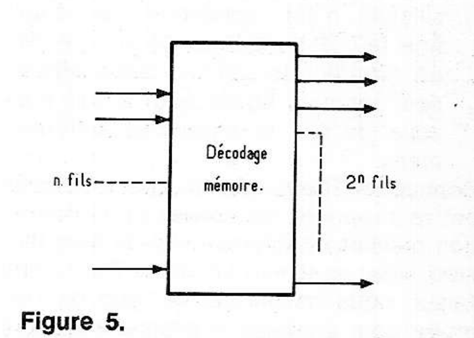


Figure 5.

Par l'exitation d'une « combinaison » (non pris au sens mathématique) des n fils entrants, on obtient l'excitation d'un et un seul des 2 n fils sortants(1 parmi N = 2 n fils).
Chacun de ces 2 n fils commande l'accès à une case mémoire contenant un mot de 1 ou plusieurs bits.
Avant d'étudier les moyens de décodage et, en conséquence, l'organisation d'un système mémoire, nous allons examiner la structure des composants que l'on peut trouver dans le commerce en fonction du type de mémorisation à effectuer ; programme, donnée ou périphérique.

I. - Les mémoires PROM Mémoires de programme

Le sigle PROM vient de Programmable Read Only Memory, ce qui exprime que ce sont des mémoires à lecture seule et programmables. Il n'est pas possible

« d'écrire » dans ces mémoires parce que les niveaux électriques nécessaires à leur écriture ne sont pas compatibles avec les tensions et courants du microprocesseur et que l'écriture d'un 1 est irréversible sauf dans les cas particuliers que nous allons voir et qui nécessitent un apport non électrique. Il y a sur le marché plusieurs types de mémoires PROM. On peut extraire deux grandes caractéristiques, le procédé de programmation et l'organisation des cases mémoires.

Pour information nous pouvons citer les modes suivants :

— Programmation par claquage de jonctions, cette méthode est irréversible,

— Programmation par claquage de fusible, également irréversible,

— Programmation par charge de jonction. Cette méthode utilise l'effet capacitif longue durée (5 ans) des transistors à effet de champ. Ces jonctions ont la caractéristique supplémentaire suivante, de pouvoir être déchargées rapidement sous un rayonnement intensif d'ultra-violets. Cette propriété permet de reprogrammer ces mémoires. En effet, la puce de silicium n'est recouverte que d'une fine feuille de quartz, ce qui permet de l'irradier lorsqu'on désire effacer son contenu, après quoi il est possible de la reprogrammer différemment.

Comme on peut le voir ces mémoires ont la propriété de conserver l'information qu'elles contiennent même hors tension, elles sont non volatiles. Pour cette raison nous choisirons ce type de mémoire pour contenir le programme. Lors de sa mise au point nous utiliserons de préférence de la mémoire PROM reprogrammable puisque s'il y a une erreur de programmation il est possible de l'effacer et de la reprogrammer. Malheureusement ce type de mémoire PROM est

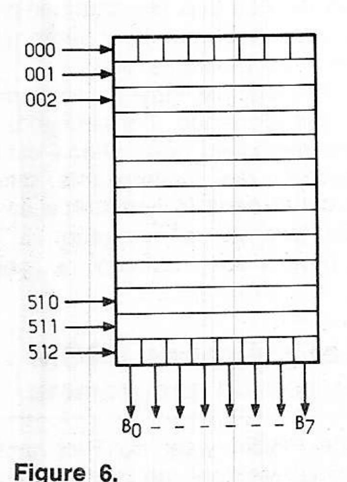


Figure 6.

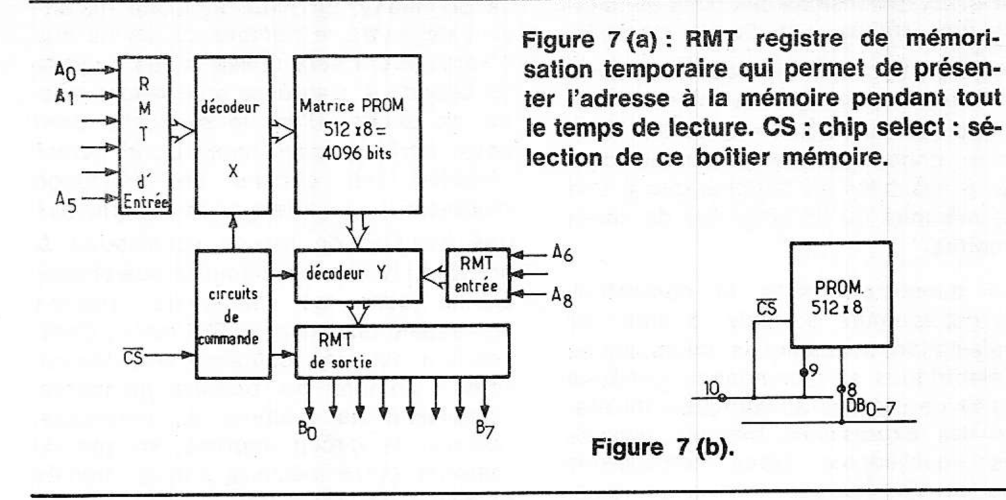


Figure 7 (a) : RMT registre de mémorisation temporaire qui permet de présenter l'adresse à la mémoire pendant tout le temps de lecture. CS : chip select : sélection de ce boîtier mémoire.

Figure 7 (b).

coûteux. Donc, lorsque le programme aura été testé nous choisirons une mémoire PROM non reprogrammable pour le système définitif.

Actuellement, il existe dans le commerce des mémoires PROM pouvant stocker jusqu'à 4 096 bits. L'organisation la plus courante est de 512 mots de 8 bits (= 4 096 bits). C'est-à-dire que cette mémoire a 512 adresses différentes et qu'à chacune de ces adresses on trouve 8 bits formant un mot. La **figure 6** montre d'une façon théorique cette organisation. Les 512 adresses de cette mémoire peuvent être codées sur 9 fils ($2^9 = 512$). On pourra donc, et réciproquement, décoder cette mémoire avec 9 fils d'adresses. Les circuits de décodages sont inclus dans le boîtier mémoire PROM sur la même puce de silicium. Le schéma de principe de ces mémoires est donné en 7 (a) et la représentation graphique en 7 (b).

L'entrée « chip select » permet comme son nom l'indique de sélectionner globalement ce boîtier, c'est-à-dire un « 1 » sur cette entrée indiquera que l'adresse formée par les 9 fils AD 0 à AD 8 est destinée à ce boîtier mémoire. Un « 0 » indiquera que l'adresse formée par les 9 autres fils est destinée à un autre boîtier mémoire. Pour bien préciser ce point, nous pouvons l'illustrer par un

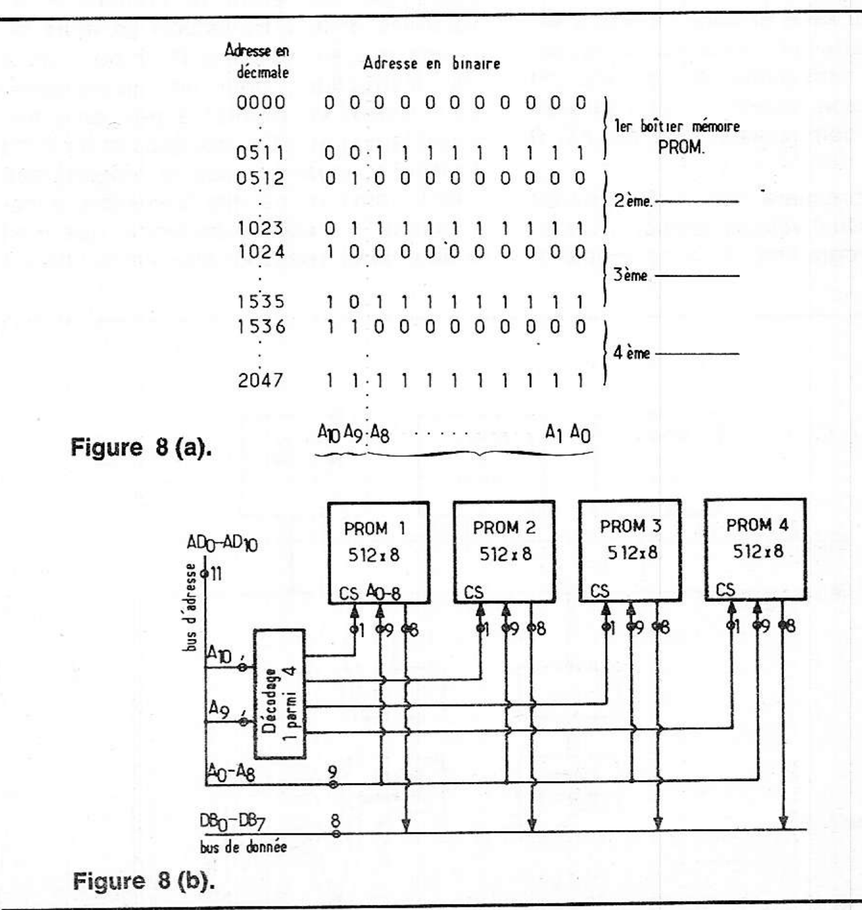


Figure 8 (a).

Figure 8 (b).

exemple. Imaginons que nous voulions nous doter d'une mémoire de programme pouvant contenir jusqu'à 2 048 mots de bits (expression consacrée « 2 K octets de PROM » : K vient de kilo = 1 000 et octet est un mot de 8 bits).

Pour réaliser cela, nous prendrons 4 boîtiers de 512 mots de 8 bits (boîtier donné en exemple plus haut). Comme il s'agit de pouvoir trouver 1 mot parmi 2 048 mots nous devons décoder 11 fils d'adresses ($2^{11} = 2048$). D'autre part, les boîtiers que nous utilisons, décodent 1 parmi 512 sur 9 entrées A 0 à A 8. Boîtier par boîtier nous pouvons établir la table des adreses de la façon suivante **(figure 8 a).**

Pour passer d'un boîtier à un autre, il suffit donc de modifier les fils d'adresse A 9 et A 10 soit 2 fils. Ceci est légitime puisque $2^2 = 4$ et que nous voulons sélectionner 1 boîtier parmi 4. Le schèma de montage qui s'ensuit est donné en **8 (b).**

Rappelons que les boîtiers mémoire PROM organisés en 512 mots de 8 bits sont donnés pour exemple et qu'il existe dans le commerce un grand nombre de modèles différents. Toutefois, le principe de décodage d'adresses et d'organisation de la mémoire programme est général. Un point est tout de même à noter.

C'est volontairement que nous avons placé cette mémoire de programme à partir de l'adresse 0000. En effet, à la mise sous tension du microprocesseur, il y a initialisation de tous ses registres et, en particulier, du compteur ordinal. De ce fait, la première instruction exécutable que le microprocesseur appellera est à l'adresse 0000. Il était donc logique de placer le programme à partir de cette adresse.

2. - Les mémoires RAM Mémoires de données

Le sigle RAM vient de RANDOM ACCESS MEMORIES ce qui exprime que ce sont des mémoires à accès aléatoires.

Ces mémoires sont à lecture et écriture. La différenciation entre ces deux opérations se fait par deux signaux électriques appliqués au boîtier. Nous avons vu, précédemment, que dans sa structure, le microprocesseur émet des signaux sur deux de ses broches pour indiquer qu'il lit ou qu'il écrit une donnée en mémoire. Ce sont ces signaux qui sont utilisés pour commander les opérations de lecture et d'écriture dans les boîtiers de mémoire RAM. Là encore, il y a sur le marché un grand nombre de types de mémoire RAM. Deux caractéristiques peuvent orienter le choix de l'utilisateur : la technologie et l'organisation des cases mémoires.

Il existe deux types de mémoires RAM (ou mémoire vive par apposition à mémoires mortes pour les PROM) : les mémoires statiques et les mémoires dynamiques. Pour des raisons de simplification de l'application et du montage de ces mémoires nous nous contenterons du premier type. En effet, le deuxième type a le grand désavantage de nécessiter un rafraîchissement, c'est-à-dire qu'il faut régénérer chaque case mémoire par un apport électrique à une fréquence élevée. Si ce rafraîchissement n'est pas effectué, il y a perte de l'information. Par contre pour les mémoires statiques, le simple fait de les conserver sous tension d'une façon continue permet de maintenir l'information sans aucune perte. L'avantage de la première sur la seconde apparaît immédiatement.

Toutefois, dans certains cas, on peut être amené à préférer la seconde, car sa technologie permet à volume égal de mémoriser beaucoup plus d'informations. Mais, que ce soit un type ou l'autre, une coupure d'alimentation, même de très courte durée (quelques millisecondes) fait perdre le contenu.

Ce sont des mémoires volatiles. Il n'existe malheureusement pas actuelle-

ment sous faible volume (circuit intégré par exemple) et à faible coût de mémoire à lecteur et écriture non volatile. Pour se prémunir contre les « micro coupures » du secteur ou les brèves coupures d'exploitation, on utilise, généralement, des alimentations secourues sur batterie.

Actuellement, il existe dans le commerce des mémoires RAM statiques pouvant stocker jusqu'à 1 024 bits. Les organisations les plus courantes sont les suivantes : 1 024 mots de 1 bit et 256 mots de 4 bits, les schémas de ces boîtiers sont représentés en **figures 9 (a)** et **9 (b).**

La **figure 9 (a)** est la représentation théorique d'un boîtier de mémoire RAM de 1 024 mots de 1 bit. De ce fait il dispose de 10 entrées numérotées de A 0 à A 9 pour composer l'adresse du bit à entrer ou à extraire de la mémoire. Ici, les points d'entrée de donnée et de sortie de donnée sont séparés, mais il est possible de les brancher au même fil du bus de donnée. Dans ce cas, la différenciation s'effectue en autorisant ou non l'entrée d'un bit de donnée par le signal R/W (lecture/écriture) qui provient du microprocesseur. L'entrée CE (chip-enable) permet d'autoriser ou non, mais, globalement, les échanges entre le bus de donnée et ce boîtier. Son utilisation est identique à celle de l'entrée CS d'un boîtier de mémoire PROM.

Figure 9 (a).

Figure 9 (b).

La **figure 9 (b)** représente, pour sa part, un boîtier de mémoire RAM de 1 024 bits organisés en 256 mots de 4 bits.

Le nombre de ses entrées adresses est donc limité à 8 soit de A 0 à A 7. Par contre, il possède 4 broches d'entrée de données et 4 broches de sortie de données. A noter, toutefois, que dans la structure à bus unique de données que nous envisageons, nous emploierons plus volontiers des boîtiers pour lesquels les entrées et les sorties de données sont connectées ensembles.

Dans ces conditions, il conviendrait de réunir comme l'indique la **figure 9 (b),** les (1), (2), (3) et (4) entre eux et de supprimer l'entrée 0 D (sortie de donnée).

Enfin, comme précédemment la distinction lecture/écriture s'effectue par le signal A/W (Read/Write) et l'entrée CE de sélectionner le boîtier. En fait, sur le schéma nous avons représenté la possibilité d'avoir deux conditions de sélection : soit par signal direct, soit par un signal inverse. Avec ce boîtier, il conviendra de maintenir la broche non utilisée au niveau logique correspondant à une autorisation.

Comment choisir l'une ou l'autre de ces organisations de mémoire RAM? Prenons pour hypothèse que nous voulons toujours travailler sur des mots binaires de longueur de 8 bits (soit 1 octet). Il faut donc qu'à une adresse et une seule on trouve un mot de 8 bits complet. Imaginons, alors, que notre pré-étude nous ait montré que nous aurons besoin de 256 mots de mémoires RAM pour « faire tourner » notre programme. Il apparaît immédiatement qu'il n'est pas possible d'utiliser deux boîtiers de 1 024 x 1 bit.

En effet, à une adresse donnée on ne trouverait que 2 bits et toutes les adresses au-delà de 256 seraient inutilisées. Nous choisissons donc deux boîtiers de 256 x 4 bits et nous les montrons comme indiqué dans **la figure 10 (a).**

Si la mémoire vive ne comprend, en tout et pour tout, que ces 256 mots de 8 bits, le signal CE peut provenir de la combinaison par un 0U logique des signaux de lecture et d'écriture émis du microprocesseur. Dans ce cas la mémoire n'aura accès au bus que lorsque le microprocesseur effectuera une opération de lecture ou d'écriture mémoire. Sinon, ce signal peut provenir d'un neuvième fil d'adresse décodé. Les entrées R/W (lecture/écriture) ne sont pas représentées mais elles devraient être connectées, comme expliqué plus haut, dans le montage final.

Imaginons, maintenant, que notre pré-étude nous ait laissé envisager la néces-

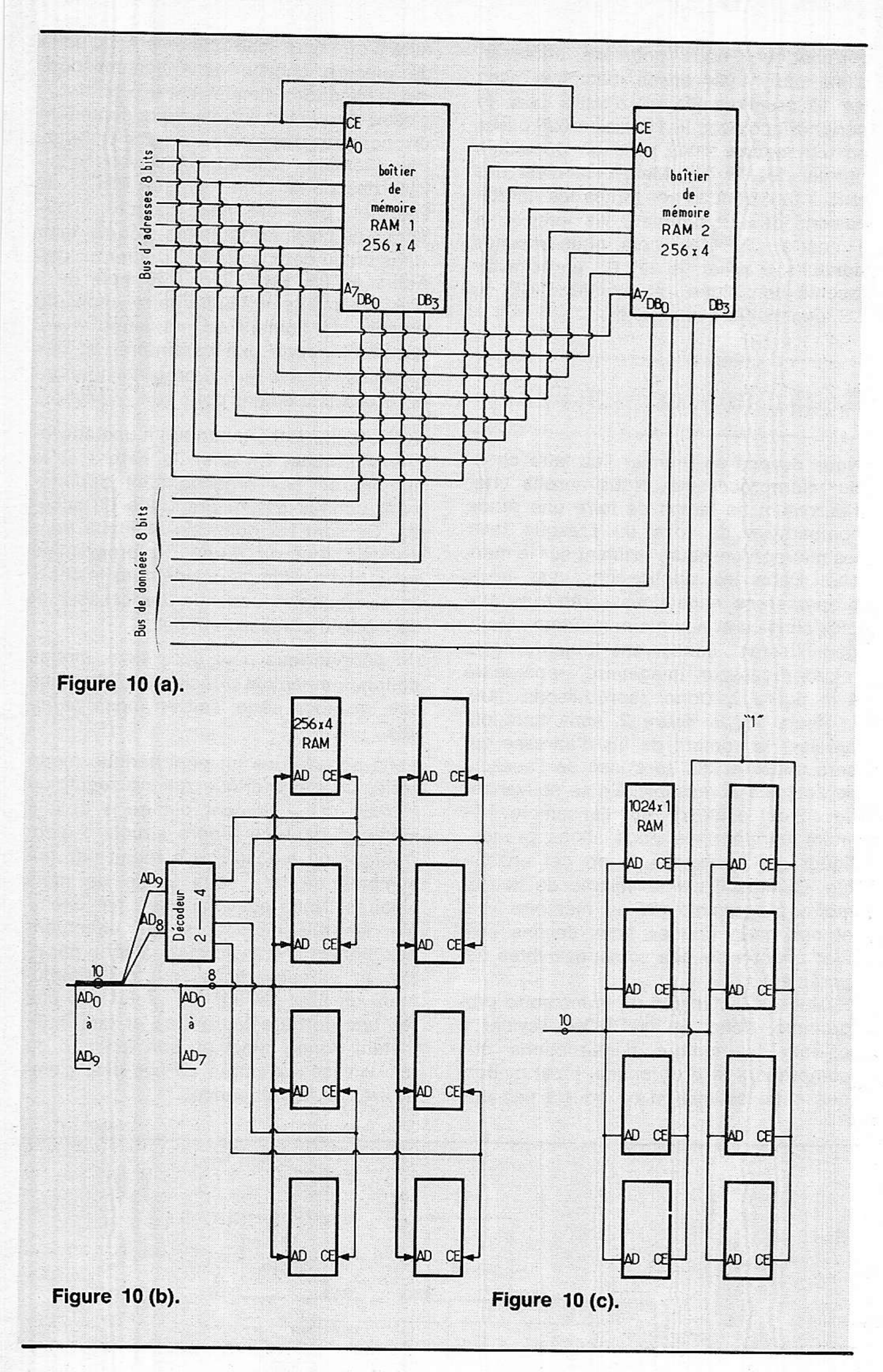


Figure 10 (a).

Figure 10 (b).

Figure 10 (c).

sité de disposer de 1 K octets de mémoire vive, c'est-à-dire de 1 024 mots de 8 bits de mémoire RAM. Dans ce cas nous nous trouvons devant deux possibilités. Ou bien nous prenons huit boîtiers de 256 x 4 ou huit boîtiers de 1 024 x 1. Dans les deux cas le nombre de boîtiers est le même ainsi d'ailleurs que le nombre de fils d'adresse nécessaire pour décoder ces 1 024 adresses. Pourtant une des deux solutions est plus économique que l'autre comme nous allons le montrer dans les deux **figures 10 (b)** et **10 (c).**

Il apparaît immédiatement que dans le cas de la **figure 10 (b)** il est nécessaire d'inclure un décodeur extérieur aux boîtiers mémoires pour reconnaître les bits de poids de l'adresse et que dans la **figure 10 (c)** les boîtiers assurent à eux seuls le décodage complet de l'adresse du mot. Si l'on voulait passer à 2 K octets de mémoire on juxtaposerait 2 **figure 10 (c)** en ajoutant un fil d'adresse (11ᵉ fil) en le décodant (2 fils) et les connectant respectivement pour chaque bloc, aux entrées CE de chaque boîtier.

Synthèse des mémoires autour d'un microprocesseur

Un point a été laissé encore à l'écart : la connexion et le décodage d'adresse d'un périphérique. Ce problème est en même temps très simple et difficile à traiter. En effet, comme nous l'avons signalé, un périphérique peut être considéré comme de la mémoire, c'est-à-dire qu'il a une adresse comme une case mémoire et que l'on peut suivant son type, lire ou écrire une donnée dans son « registre ».

Mais, d'autre part, le montage de cet élément est étroitement lié à sa nature et il y a presque autant de montages que de type et d'emplois de périphérique. Pour cette raison nous ne rentrerons pas dans le détail de ces montages pour l'instant, en nous réservant d'examiner avec soin, lors des applications, leur mise en œuvre.

Dans la synthèse que nous proposons maintenant, ces périphériques se présentent, nous l'avons signalé plus haut, comme un registre contenant un mot binaire directement assimilable par le microprocesseur et qui aura accès au bus de données sans commande d'un signal d'adresse (voir **figure 4**).

Avant de réunir les **figures 2** et **4** et de les compléter pour réaliser notre schéma final, revenons à l'organisation générale de l'ensemble mémoire-périphérique. Deux cases mémoires ne pouvant pas avoir la même adresse nous devons structurer la mémoire de telle sorte qu'il n'y ait pas recouvrement entre la mémoire de programme, la mémoire vive et les périphériques.

Pour cela nous allons réserver à chacun de ces sous-ensembles des « zones-mémoires » ou faire la partition de notre « espace adressable ». Nous entendons par espace adressable, l'ensemble des cases mémoires utilisées ou non qui sont repérables par le décodage de tous les fils d'adresse que l'on se propose d'utiliser dans le montage. Comme nous l'avons vu lors de l'étude de la mémoire programme (PROM ou RAM), cette partie de la mémoire est toujours placée à partir de l'adresse 0000 vers les adresses croissantes. Nous dirons, comme

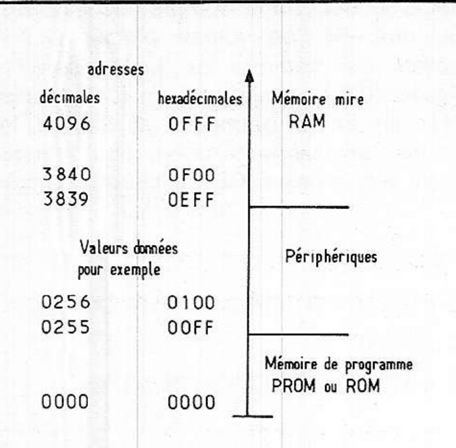


Figure 11 : La méroire est toujours représentée de bas en haut, d'où pour les adresses de la mémoire programme l'expression « adresses basses » et pour la RAM « adresses hautes ».

l'explique la **figure 11,** que nous plaçons la « PROM » en bas « de mémoire » pour des raisons que nous aurons l'occasion de voir dans l'étude de l'adressage vue du programmeur, la mémoire vive composée de RAM est toujours placée en haut de mémoire, c'est-à-dire que sa dernière adresse est l'adresse la plus élevée que l'on peut composer avec les fils d'adresse dont on dispose. Enfin, l'ensemble des périphériques, se voit affecter la zone mémoire centrale. Encore une fois, il n'est pas nécessaire que toutes les adresses aient un élément matériel correspondant, certaines peuvent être « en l'air ». Toutefois, il faut d'ores et déjà considérer que suivant le montage du bus d'adresses que l'on aura fait, on écrira le programme d'une façon ou d'une autre.

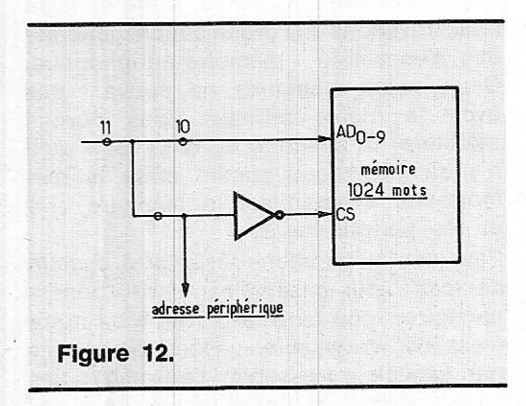


Figure 12.

Il est par exemple possible, comme nous le verrons d'adresser un périphérique par un seul fil. Mais, dans ces conditions nous condamnons l'emploi de toutes les adresses pour lesquelles ce fil est à « 1 ». Par exemple, sur un bus d'adresses de 11 fils, si nous affectons le 11ᵉ fil à un périphérique, nous pourrons adresser, d'une part, 1 024 cases mémoires avec les 10 premiers fils et, d'autre part, le périphérique avec le 11ᵉ, soit 1 025 cases en tout contre 2 048 avec un décodage normal des 11 fils. Mais cela n'est pas tout, il faut condamner toutes les combinaisons des 10 premiers fils lorsque le 11ᵉ est à « 1 ». Pour cela, nous sommes conduits à relier le 11ᵉ fil, après avoir inversé son signal, aux entrées CE ou CS des boîtiers mémoires.

Réalisation du schéma

Nous devons en premier lieu faire choix du microprocesseur. Nous aurons ultérieurement, le temps de faire une étude comparative de tous ou presque tous les microprocesseurs existant sur le marché. Dans les applications que nous proproserons nous nous arrêterons aux plus simples et aux moins coûteux. Mais, pour l'instant, conservons toujours notre microprocesseur imaginaire, représenté à la **figure 2.** Donc, reproduisons dans la **figure 13,** la **figure 2,** sans toutefois préciser le nombre de fils d'adresse qui sera utilisé et qui sera issu de l'analyse de l'espace adressable. En se souvenant de ce qui a été dit sur l'ensemble mémoire périphérique nous allons pronostiquer sur la dimension de cet ensemble. Comme il est la somme de la mémoire programme, de la mémoire vive et des périphériques nous devons évaluer chacun de ces sous-ensembles séparément.

Evaluer la dimension de la mémoire programme, donc de la PROM, revient à estimer le nombre d'instructions que comprendra le programme. Il est évident que cette estimation ne pourra pas être faite à quelques instructions près. L'unité de mesure choisie généralement pour les applications simples est le « boîtier », c'est-à-dire l'élément physique contenant un nombre donné de mots mémoires. Par exemple, si nous choisissons d'utiliser des boîtiers de mémoire PROM de 256 mots de 8 bits nous devrons déterminer si notre programme pourra tenir dans un ou deux ou trois... boîtiers, c'est-à-dire en 256 ou 512 ou 768 mots de 8 bits. De même il faudra faire choix du nombre de boîtiers de mémoires vives, qui est fonction des paramètres et des résultats partiels que le programme stockera provisoirement pour son exécution.

Enfin, la partie périphérique a une approche différente. En effet, la nature et le nombre de ses organes sont parfaitement connus dès la pré-étude du schéma. Ce sont les outils de dialogue pour lesquels tout ou partie du programme est écrit. La difficulté réside dans le choix de sa connexion au microprocesseur et du mode d'adressage utilisé.

Un périphérique peut avoir deux modes de fonctionnement principaux : il travaille soit en mode série, soit en mode parallèle.

Nous appellerons un périphérique mode série, un périphérique qui ne reçoit ou n'émet qu'un élément binaire à la fois même si dans sa propre structure électronique ou mécanique il réunit des ensembles de bits sous forme de mots binaires. Nous pouvons citer, par exemple, les télé-imprimeurs, qui effectuent eux-mêmes la transformation série parallèle et parallèle série, ou tout simplement un haut-parleur qui reçoit des bits les uns derrière les autres et qui, à un instant donné, émet un son fonction de la « vitesse » d'entrée de ces bits, c'est-à-dire de la fréquence.

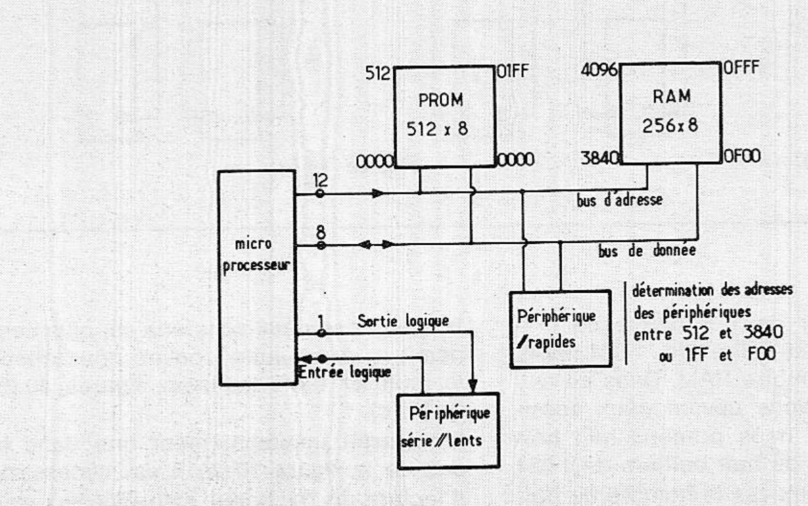


Figure 13.

Un périphérique mode parallèle est un périphérique qui reçoit ou émet des informations définies sur plusieurs bits à la fois, et organisées sous forme de mots binaires. Nous pouvons citer, par exemple, les afficheurs numériques 7 segments, qui permettent de visualiser un chiffre par l'exitation simultanée (donc mode parallèle) d'un certain nombre de segments (diodes électroluminescentes, cristaux liquides ou autres...) pris parmi les 7.

Une autre caractéristique de périphérique est d'importance : sa vitesse. Cette notion est liée à la fréquence de l'information que le périphérique peut analyser. En fait, la frontière entre les périphériques rapides et les périphériques lents est floue. Elle dépend en effet, du microprocesseur que l'on emploie et de la dimension du programme qui sera exécuté, comme nous le verrons plus tard. Nous admettrons de considérer comme phériphérique mode série que des périphériques lents, pour les rapides la conversion série parallèle pouvant être faite électroniquement dans le périphérique même.

Munis de tous ces éléments, nous pouvons dessiner la **figure 13.**

Pour plus de simplicité, nous écrirons dorénavant les adresses et les données sous forme Hexa décimales (voir articles précédents).

Maintenant, que le schéma synoptique de notre système est réalisé, nous pouvons envisager sa programmation. C'est ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

Attention ! le montage matériel est loin d'être achevé. En effet, dans la réalisation finale du circuit il conviendra de faire des interfaces permettant de rendre compatibles électriquement, l'unité centrale et les périphériques. Ce problème n'est pas négligeable, il s'en faut de beaucoup, et l'électronicien et le logicien doivent utiliser tout leur savoir-faire pour le résoudre. Nous aurons l'occasion de revenir sur ces points lors de l'étude des applications pratiques.

J.-L. PLAGNOL
M. LELARGE
à suivre)

Initiation aux microprocesseurs :

A la suite d'impératifs techniques, nous n'avons pu publier la fin du précédent article sur les microprocesseurs. Nous prions nos lecteurs de vouloir bien nous en excuser et leur donnons ci-dessous le paragraphe manquant.

6) Les pointeurs d'adresse

Adresser la mémoire n'est pas a priori une chose aisée, comme nous avons eu l'occasion de le montrer. En effet pour trouver un mot parmi 65536 mots il faut une adresse définie sur 16 bits. Or si le microprocesseur que nous avons traite des mots de 8 bits, il ne pourra pas nous permettre d'adresser complètement cette mémoire. Donc pour pallier cette difficulté des mots de 16 bits « pointent » un endroit de la mémoire et à partir de cet emplacement, en ajoutant le contenu d'un accumulateur par exemple, celui-ci défini sur 8 bits, on pourra se déplacer à partir du pointeur d'une valeur comprise entre 0 et 2^8, c'est-à-dire 0 et 256 suivant le schéma ci-dessous.

accumulateur : 01100010

pointeur : 0001100101011101
± mémoire

Les microprocesseurs comprennent d'autres éléments, tels que des régistres d'états fournissant à la logique externe des signaux fonction des états internes de l'unité centrale à un instant donné. Egalement des entrées logiques qui permettent d'analyser par programme l'état de signaux provenant de la logique externe. Dans certains microprocesseurs tout ou partie de l'horloge est incorporée. Nous pensons plus sage pour la compréhension de la philosophie du microprocesseur de reporter l'étude de ces sous-ensembles aux exposés ultérieurs qui traiteront d'exemples d'application.
Cet article ne prétendait pas permettre aux électroniciens professionnels ou amateurs de démarrer immédiatement un montage et une programmation. Il voulait simplement démystifier le microprocesseur qui commence à envahir le monde de l'électronique industrielle et grand public. Il vise de plus, non seulement à remplacer d'autres logiques, telles que les logiques mécaniques ou hydrauliques, mais également à ouvrir de nouveaux champs d'application non encore explorés à ce jour.

Et pourtant il est certain et force nous est de le constater, le microprocesseur va être destiné dans peu de temps à devenir un instrument utilisable par tout un chacun, comme un transistor ou un boîtier de circuit intégré standard. Pour les amateurs qui en auront le sentiment et le goût, à des prix relativement faibles, les constructeurs commencent à proposer des microsystèmes programmables entièrement à domicile. Et même si au départ les systèmes proposés paraissent un investissement, la consommation ultérieure est nulle. C'est en effet la conséquence de la principale qualité des microprocesseurs, la souplesse.

Changer ou modifier un processus logique ne consiste pas ici à prendre le fer à souder et à acheter de nouveaux boîtiers, mais tout simplement à donner « un coup de gomme » sur son programme et le réécrire sur une feuille de papier puis en mémoire, sans modifier le système support.

Il est alors possible de prévoir, dans ces conditions, que l'avènement de l'informatique domestique sous toutes ses formes est proche.



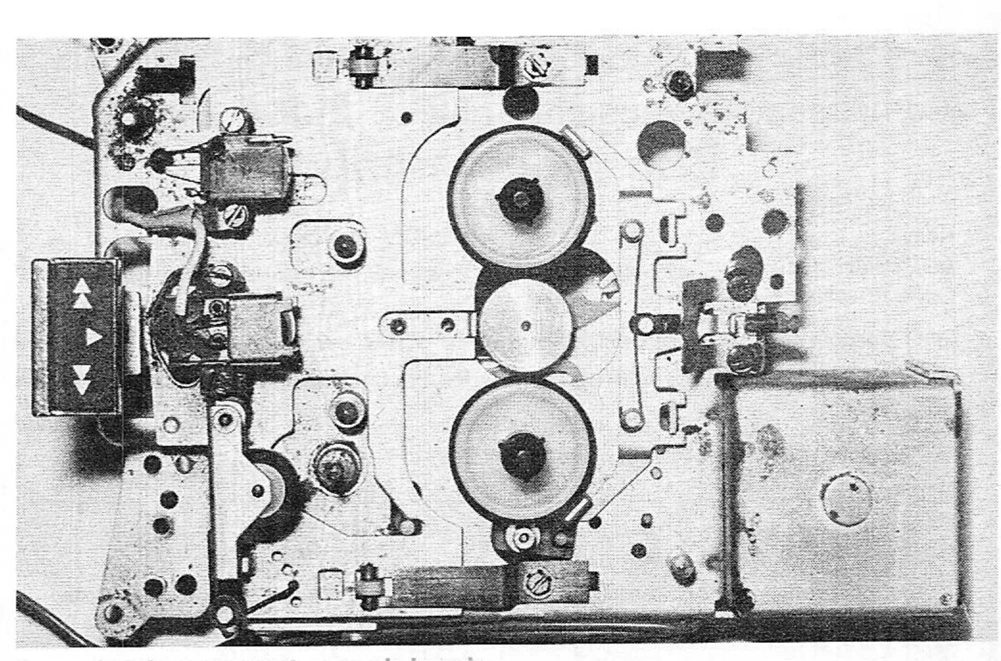
Réalisation d'un enregistreur-lecteur de cassettes à récepteur FM. incorporé 3e PARTIE :

oscillateur d'effacement, régulateur moteur et interconnexions

Le dernier module dont nous allons décrire ici la réalisation remplit une fonction essentielle pour l'enregistrement : l'effacement/prémagnétisation. En effet, même si la bande utilisée est vierge, il est indispensable de superposer au signal BF une oscillation ultrasonique (quelques dizaines de kHz) faute de quoi l'enregistrement serait affecté d'une distorsion et d'un bruit de fond inadmissibles : il faut polariser (ou prémagnétiser) la bande.
Un circuit de régulation moteur est également prévu pour le cas où la mécanique utilisée serait démunie d'un tel dispositif. Cette étude se terminera par un exemple-type d'interconnexion de tous les modules précédemment décrits avec indication des commutations à effectuer.

I) L'oscillateur de prémagnétisation et effacement :

Comme dans beaucoup de schémas de ce type, c'est la tête d'effacement qui joue le rôle de bobinage oscillateur. Un certain nombre de capacités accordent ce bobinage sur une fréquence d'environ 45 kHz, et assurent la réaction nécessaire à l'entretien des oscillations.
Dans les montages simples, un seul transistor se charge tant bien que mal de fournir une tension approximativement sinusoïdale et d'amplitude assez variable. Cela n'est pas de nature à diminuer le souffle lié à l'emploi des cassettes. Notre montage fait appel à un circuit spécialisé de RTC, le TDA 100 3, qui n'utilise pas moins d'une trentaine de transistors pour générer le signal ultrasonique. Une régulation de niveau (CAG) fixe la tension HF à 16 volts eff ± 0,65 v, et la réjection du 2e harmonique atteint 55 dB.



Une mécanique pouvant recevoir les circuits qui ont été décrits (Philips EL 3302).

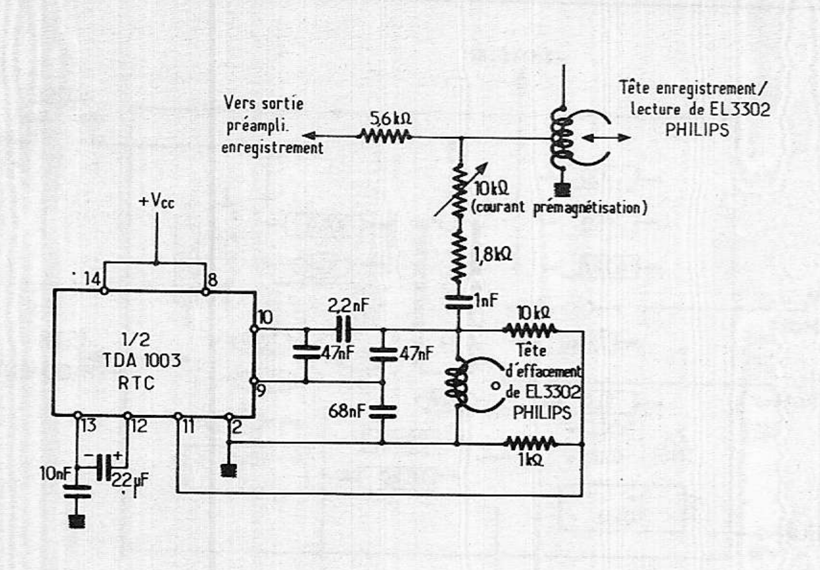


Figure 1 : Schéma de principe de l'oscillateur d'effacement et prémagnétisation.

La **figure 1** représente le schéma d'utilisation, calculé pour fonctionner avec une tête d'effacement de EL 3302 Philips (disponible en tant que pièce de rechange).
L'utilisation d'un autre type de tête pourrait nécessiter des corrections. Un réseau RC prélève une partie de ce signal et alimente à courant constant la tête d'enregistrement : ce courant s'ajoute à celui provenant du préampli BF, et peut être ajusté avec précision de façon à obtenir un minimum de souffle (potentiomètre ajustable de 10 kΩ).

II) La régulation moteur :

L'autre moitié du TDA 1003 est capable d'assurer la régulation de vitesse du moteur, avec compensation des variations de tension d'alimentation et, dans une certaine mesure, du couple résistant, grâce à une mesure de la force contre-électromotrice du moteur, donc de la vitesse. Il est possible de prévoir une touche à effleurement, dite « PAUSE », stoppant le moteur tant qu'un doigt réunit les deux contacts.
Ce schéma de la **figure 2** s'applique à un moteur de EL 3302 Philips (4 volts) et devrait également être corrigé pour s'adapter à d'autres moteurs (30 à 150 mA).

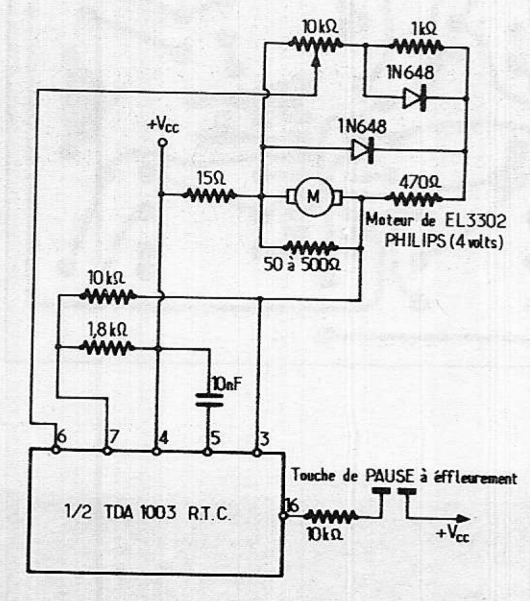


Figure 2 : Schéma de principe de la régulation moteur.

III) L'alimentation générale :

Tous les circuits intégrés utilisés ont été choisis de manière à présenter un point commun important, celui d'un fonctionnement égal vis-à-vis de variations de la tension d'alimentation entre 4 et 12 volts. Piles, batteries, secteur, peuvent donc subvenir sans problème à l'alimentation de l'appareil.
La **figure 3** donne un schéma possible d'alimentation mixte batterie/secteur avec recharge automatique de l'accu 6 v. On prendra bien soin de réunir aux bornes du 2200 µF **tous les fils** + Vcc et masse alimentant chaque module.
Vu la sensibilité élevée des circuits et la présence d'un ampli BF et d'un moteur, une boucle de masse suffit à bloquer tout l'appareil.

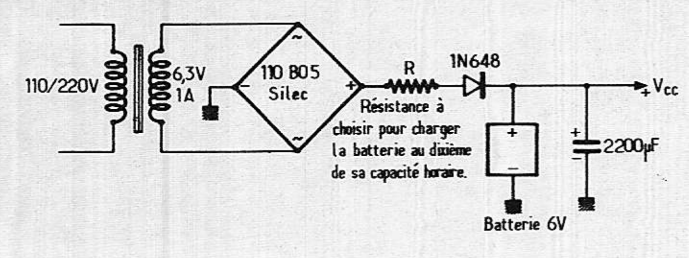


Figure 3 : Schéma de principe de l'alimentation.

IV) Réalisation pratique :

Les circuits associés au TDA 1003 trouvent place sur un petit circuit imprimé représenté **figure 4**, à câbler d'après la **figure 5.**

On remarquera que l'encoche de repérage du TDA 1003 est pratiquée sur la face inférieure du boîtier, contrairement à l'habitude.

La partie gauche de la **figure 5** correspond à la régulation moteur : on omettra de la câbler si la platine mécanique choisie est munie de sa propre régulation.

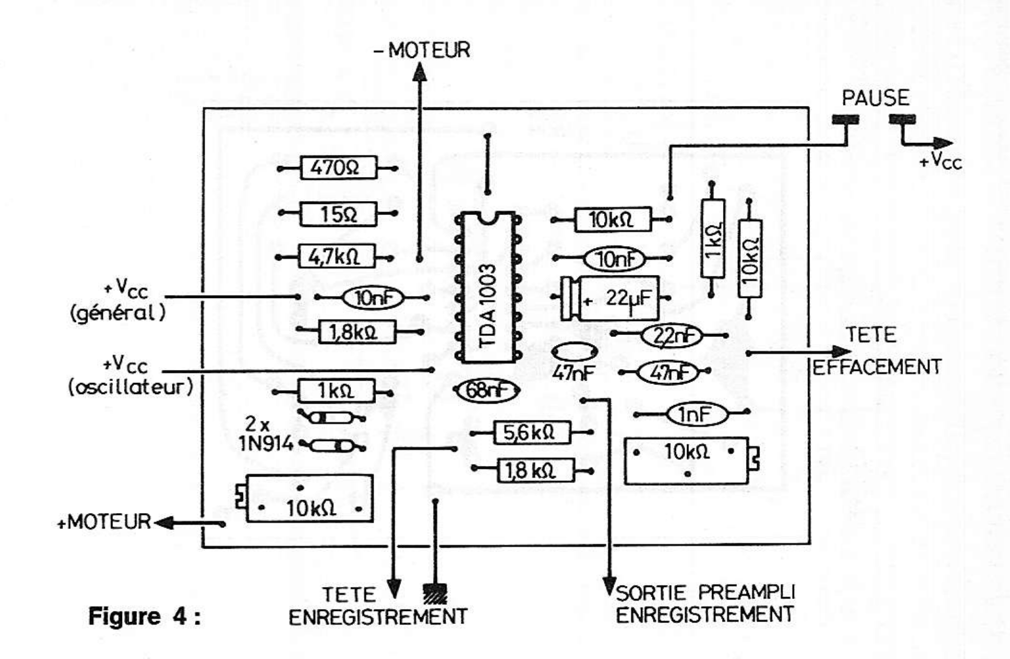


Figure 4 :

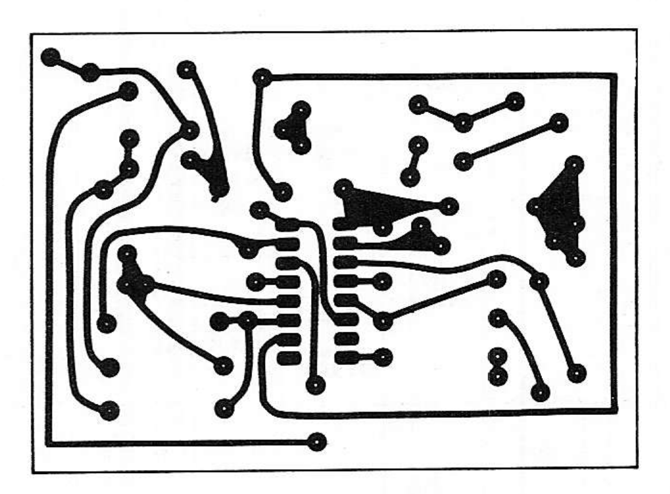


Figure 5 :

V) Interconnexion générale :

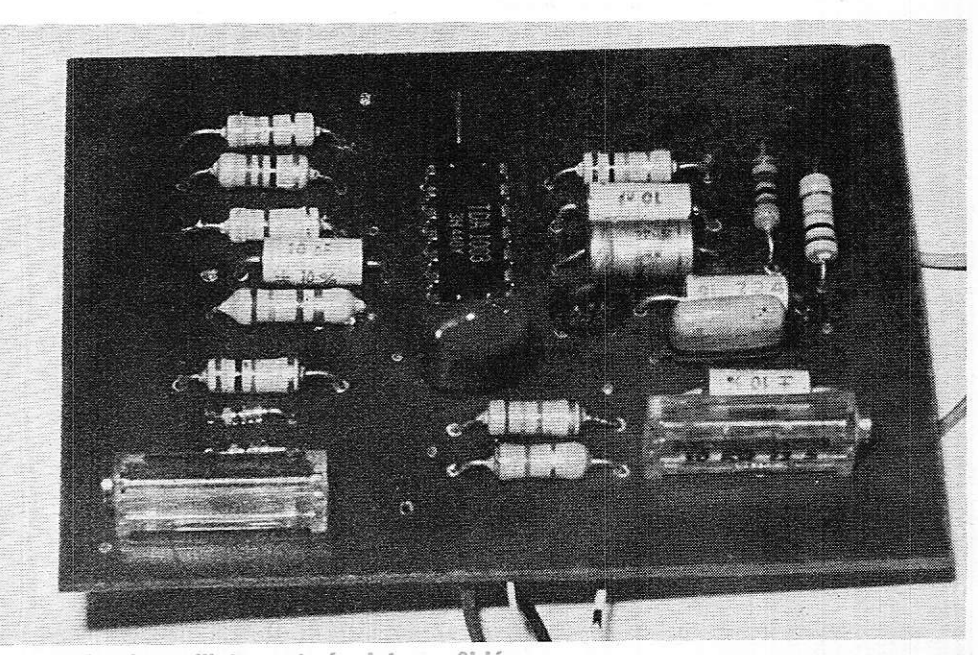
Nous avons maintenant achevé de décrire tous les modules nécessaires à la construction d'un enregisteur-lecteur de cassettes à récepteur FM incorporé.

Ces circuits peuvent être combinés de nombreuses façons pour réaliser des appareils simples (lecteurs de cassettes, récepteurs FM, magnétophones). La **figure 6** envisage le cas le plus complexe, celui de l'appareil complet. L'essentiel du câblage se compose des commutations enregistrement/lecture et magnétophone/radio.

Une possibilité consiste à employer un clavier à touches, mais le schéma pourrait être facilement transposé en une version « commutateur rotatif à galettes ».

Seule la pression sur la touche A (lecture k7) commute le magnétophone en position lecture, éliminant donc la radio. Les touches B et C, lorsqu'elles sont enfoncées, provoquent le relâchement de la touche A, effectuant donc les branchements nécessaires à l'enregistrement de la radio ou de la source extérieure (micro, tourne-disque, second magnétophone).

Enfin, la touche D doit aussi être pressée pour mettre en service les têtes d'effacement et d'enregistrement (sécurité enregistrement), cette touche, qui sera pressée à nouveau en fin d'enregistrement, pourra être verrouillée mécaniquement par le biais du levier pénétrant dans l'alvéole présent à l'arrière des cassettes ne devant pas être enregistrées.



Le circuit oscillateur et régulateur câblé.

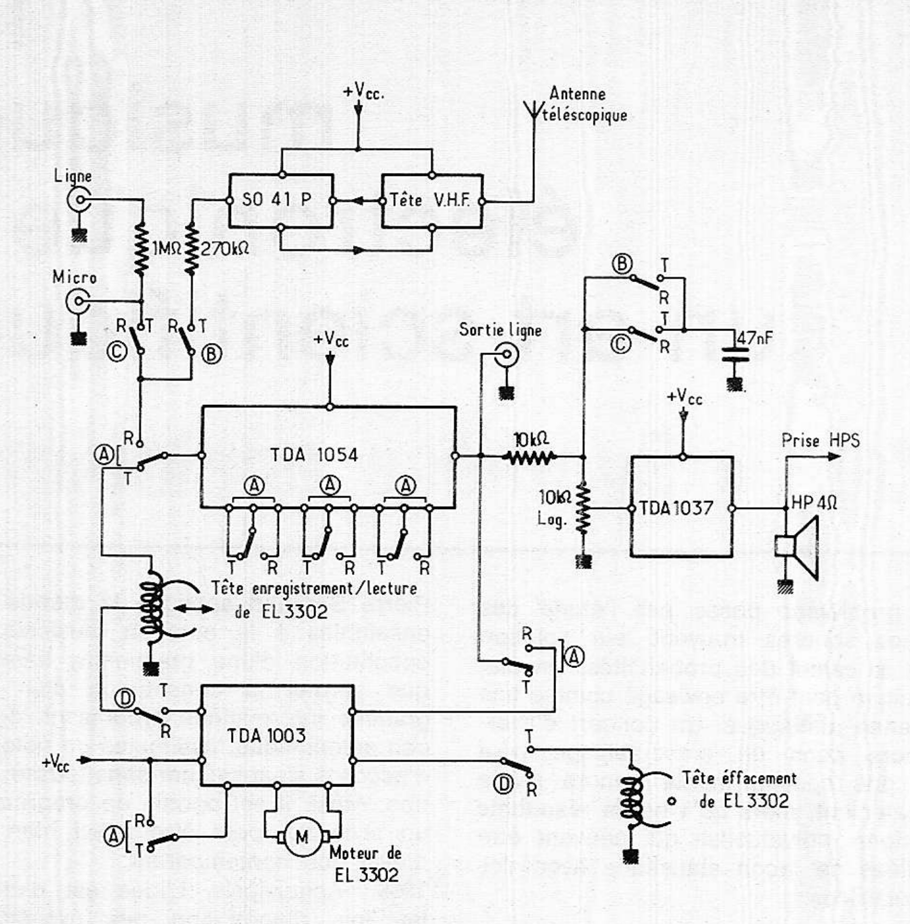


Figure 6 : Schéma général d'interconnexion d'un enregistreur-lecteur de cassettes à récepteur FM incorporé.

VI) Agencement de l'appareil - réalisation mécanique :

Le choix d'un boîtier convenable posant un sérieux problème, nous pensons avoir trouvé une solution originale et pratique en faisant l'acquisition, pour une somme très modique, d'un « attaché-case » de grande diffusion, disponible dans tous les magasins à grande surface.
Les différents circuits, ainsi que la platine mécanique et le HP ont été montés derrière un panneau de contre-plaqué 5 mm qui a ensuite été fixé dans la mallette. La grande finesse du revêtement plastique de cette dernière (heureuse conséquence de sa qualité très moyenne) permet une écoute couvercle fermé, à la grande surprise des passants !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

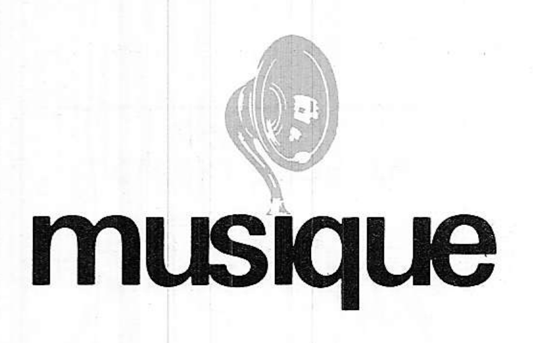
Résistances ¼ watt
1 × 470 Ω
1 × 15 Ω
2 × 1 KΩ
2 × 1,8 KΩ
1 × 4,7 KΩ
1 × 5,6 KΩ
2 × 10 KΩ

Potentiomètre trimmer 10 tours
2 × 10 KΩ

Condensateurs
1 × 22 µF 25 V chimique
1 × 1 nF
1 × 2,2 nF
2 × 47 nF
1 × 68 nF
2 × 10 nF

Diodes
2 × 1 N 914

C.I.
TDA 1003



la musique électronique : un art scientifique

• Synthèse digitale • Synthèse analogique

L'ordinateur dans la composition musicale

L'introduction de l'usage de l'ordinateur a été le résultat d'une trop grande tendance à intellectualiser la création artistique, conséquence du surréalisme. C'est aussi une échappatoire hors des sentiers battus de la polyphonie qui n'a plus rien à dire, sinon qu'à nous chanter ses vieilles ritournelles. Un instrument aussi colossal que l'ordinateur entre les mains des compositeurs est une porte ouverte vers des musiques nouvelles, une esthétique nouvelle, une sensibilité nouvelle...

Quelques années après, l'électronique fait un second cadeau aux musiciens : le synthétiseur.

Aux lendemains de la Seconde Guerre mondiale, l'école de Pierre Boulez est en plein dans la musique sérielle, méthode de composition stricte, basée sur la combinaison de 12 sons correspondant aux 12 demi-tons de la gamme chromatique, plus les timbres et les rythmes. La sensibilité de certains compositeurs, tel Xenakis, ne pourrait se plier aux rigueurs de la série : ils pensaient nuages de sons, pizzicati, glissandi sonores, impressions vibratoires, méditation acoustique. Il est évident que l'héritage des néo-classiques et des sériels : Berg, Schönberg, Wébern, Boulez ne pouvait convenir. Il fallut déterminer un nouveau genre.

L'œuvre de Xénakis

Le point de départ de la démarche de Xénakis, tout comme celle de Varèse, est de donner la priorité au son, avant de le soumettre à quelque forme qui détruisait sa richesse (la série, la polyphonie classique).

Les problèmes posés par l'étude des masses sonores trouvent leur solution dans le calcul des probabilités. Un état massique peut être envisagé comme une moyenne statistique. Un concert d'avertisseurs dans un embouteillage peut être pris comme masse sonore saisie globalement, alors qu'il est la résultante d'actions individuelles qui peuvent être étudiées de façon statistique avec des calculatrices.

1953 : Métastasis. « Le glissando (1) est la droite la plus sensible en musique. » Métastasis est une étude de la systématisation de l'usage du glissando, sur la transformation continue et graduelle du son et l'introduction de la probabilité dans la composition musicale.

1955 : Pithoprakta. Le support de l'œuvre est la confrontation entre les masses de sons tenus (glissando) et les nuages de sons brefs (pizzicato). C'est une étude du passage de la continuité à la discontinuité et retour.

L'ordinateur et la méthode analytique

Patrick Greussay, dans une thèse soutenue en **1973** à la Faculté de Vincennes (2), propose une méthode d'analyse de tous les aspects d'une œuvre : rythme, mélodie, harmonie, intensité, attaque, description formelle totale de l'œuvre (style et origine indifférents), aboutissant à un programme pouvant être réutilisé pour la construction d'une nouvelle œuvre.

Emile Leip (3) propose une autre méthode analytique qui est la transcription exacte de toutes les informations reçues par l'oreille. Décomposition du son en hertz, décibels, secondes et harmoniques.

Pierre Barband applique la théorie des ensembles à la notation musicale. La constitution d'une grammaire harmonique permet la constitution d'un programme informatique produisant, de façon automatique, des suites de notes ou d'accords s'enchaînant sans fausse relation. Ainsi, il est permis de programmer un style qui peut être aussi bien médiéval que contemporain.

1956 : Achorripsis. L'idée est d'utiliser les lois d'apparition des événements rares (loi de Poisson). Xénakis a donc structuré un tableau d'événements rares, se présentant sous forme d'une matrice à deux entrées. Les cases sont remplies par les fréquences, les colonnes constituées par les dates et les lignes par les qualifications particulières des événements. Le libre arbitre du compositeur peut supplanter la loi de Poisson à deux moments de l'élaboration : la densité des événements est arbitraire, ainsi que le nombre de cases, lignes et colonnes.

Pendant les quelques années qui vont suivre, Xénakis intellectualise et scientifise de plus en plus sa musique. Ses deux outils de traitement du son : l'ordinateur et le graphique. Le calcul des probabilités est codifié en un langage compréhensible par l'ordinateur, ce qui forme un programme. Le même programme peut servir à la composition de plusieurs œuvres. Le résultat est consigné sous forme de graphique permettant de préciser les pentes des glissandi, densités sonores, les fluctuations, densités, etc. Ce système de notation laisse une petite part au hasard mais celui-ci reste contrôlé.

(1) Glissando : montée ou descente continue de la fréquence d'un instrument (violon).
(2) La Faculté de Vincennes est la seule Université offrant des cours de musique électro-acoustique et musique informatique.
(3) Chaine d'acoustique musicale à la Faculté des Sciences de Jussieu.

Synthèse analogique et synthèse digitale

La synthèse analogique fait appel à une chaîne de procédés : production, transformation, mélange, reproduction de signaux électriques continus destinés à être entendus.
Le terme de « synthétiseur » a été immortalisé lorsque les appareils de la chaîne furent suffisamment petits et bon marché pour être vendus sous un petit volume pouvant être considéré par le grand public comme instrument de musique.
En **1970**, la tarification des douanes n'avait pas encore prévu l'importation de ces instruments et ils étaient taxés comme « boîte à musique ». Depuis, la lacune a été comblée.
Il faut considérer deux sortes de synthétiseurs : les connexions ouvertes et les connexions fermées. L'instrument est, en effet, un rassemblement de modules électroniques possédant des entrées et des sorties. Le jeu consiste à relier certaines entrées à certaines sorties, afin de constituer une chaîne, de procéder aux réglages des divers modules. Sur les instruments de bas de gamme, en général destinés à la variété, ces connexions sont programmées sous des boutons-poussoirs. Sur les autres, les connexions restent en l'air, c'est à l'utilisateur de faire le travail à la main. Si le premier procédé offre facilité et rapidité, ce qui permet le recyclage des accordéonistes, le deuxième offre des perspectives de recherche et d'exploration de l'instrument qui n'intéressent pas forcément le show-business.

Organisation du synthétiseur analogique

Le marché actuel nous offre des modèles fort différents ; nous nous contenterons d'en examiner les points communs. Les modèles se présentent sous forme de dipôles, tripôles ou quadripôles (on peut même ajouter des pôles, mais l'instrument doit rester relativement simple).

Les générateurs de fréquence

Ce sont des modules comportant une sortie « signal » et une entrée « voltage control ». Ce dernier permet le réglage de la fréquence par une tension extérieure. La sortie « signal » peut être utilisée soit comme « audio », c'est-à-dire faisant partie du résultat sonore, soit comme « control », c'est-à-dire qu'il sera relié à l'entrée « voltage control » d'un autre module, soit les deux.

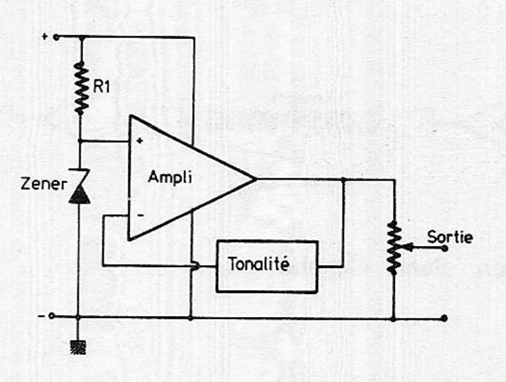


Figure 1 : Une diode zéner peut servir de générateur de bruit blanc ; dans ce montage l'amplificateur est nécessaire pour une utilisation rationnelle. Un circuit de tonalité est inséré dans la boucle de contre-réaction pour ajuster la « couleur ».

Un oscillateur performant doit pouvoir délivrer plusieurs signaux simultanés, de formes différentes, mais de fréquence égale. Il doit y avoir un réglage du rapport cyclique (rapport entre les alternances positives et négatives du signal) soit manuel, soit électronique, un réglage de l'amplitude de sortie soit manuel, soit électronique.

Autres générateurs

Le bruit blanc : ce générateur ne possède qu'une sortie « signal » et des réglages manuels de timbre et de volume **(Figure 1).** Le bruit blanc est un son n'ayant aucune fréquence particulière mais les ayant toutes en même temps. Concrètement, cela se traduit par un bruit de souffle très riche. Ce générateur est surtout utilisé pour les fréquences transitoires, telles percussions, attaques, etc.
Les filtres : en utilisation « accroché », ils sont de très bons générateurs sinusoïdaux.

Les modules de transformation des signaux

Les filtres : ces modèles sont les plus complexes puisqu'ils comportent une entrée et une sortie « signal » et une ou plusieurs entrées « voltage control ». Ces dernières servent à régler les fréquences de coupure, les pentes d'atténuation, des surtensions, etc.

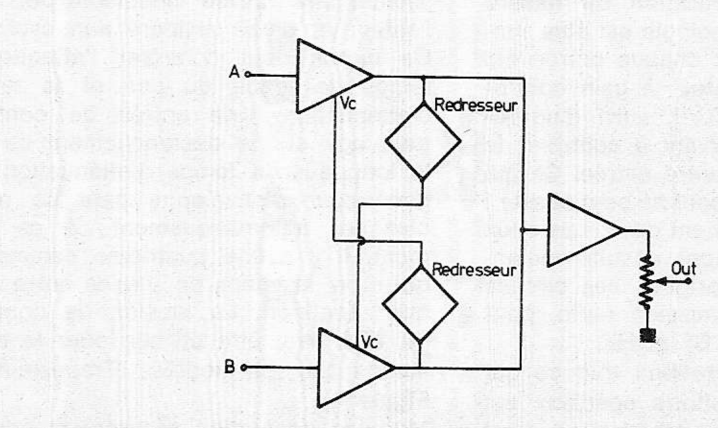


Figure 2 : Schéma de principe du modulateur en anneau.

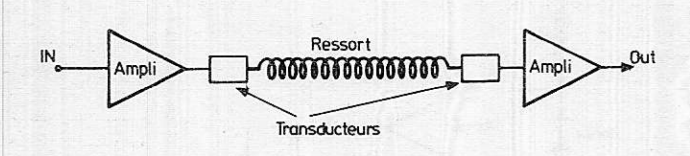


Figure 3 : Organisation d'une chambre d'écho.

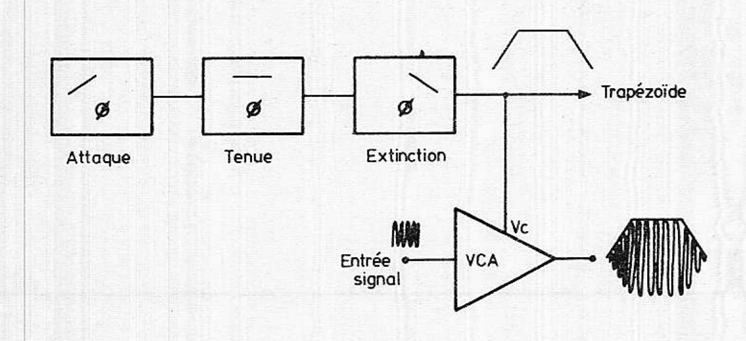


Figure 4 : Organisation du générateur d'enveloppe.

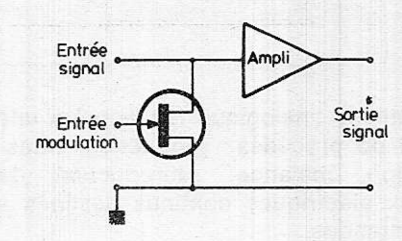


Figure 5 : Un FET branché entre l'entrée du VCA et la masse sert à atténuer le signal d'entrée proportionnellement à la tension de contrôle.

La modulation en anneau : ce circuit bizarre a fait les joies de la recherche musicale ces vingt dernières années, surtout du côté des Studios de Cologne dont le maître des lieux est Stockhausen. Le module comporte deux entrées « signal » et une sortie « signal » aussi, ni plus, ni moins **(Figure 2).** Sur chacune des deux entrées, on injecte une fréquence A et une fréquence B ; on obtient ainsi à la sortie un signal composite : A + B et F = A — B, plus la même opération pour chacune des harmoniques constituant les deux signaux d'entrée. Le processus physique est si complexe qu'on ne peut pas prévoir le résultat final, d'où son succès auprès des personnes prônant l'utilisation du hasard en musique. Sa technologie est plus simple que sa fonction : chaque entrée est munie d'un amplificateur à gain contrôlable par tension (VCA), suivi d'un redresseur à diode servant à contrôler le gain de l'ampli de l'autre entrée. Ce qui fait qu'un signal tout seul ne peut passer ; il en faut obligatoirement deux. Les deux signaux résultants sont ensuite mélangés à la sortie. A l'origine, ces circuits étaient utilisés en émission radio, pour moduler les signaux BF et HF.

Chambre de réverbération : tout ce qui peut produire des efforts spéciaux est bienvenu dans le synthétiseur ; c'est pourquoi on y trouve souvent une chambre de réverbération. Celle-ci est généralement le modèle classique à ressort (voir **Figure 3)** mais il est possible, et même mieux mais plus cher, de faire une chambre d'écho à bande magnétique dont la lecture est bouclée sur l'enregistrement. Maintenant, avec les circuits à transfert de charge, il est possible de produire l'effet de réverbération de façon entièrement électronique.

Modules de commande : ce sont généralement des générateurs de tension servant au control voltage tel que clavier, stick (manche à balai), convertisseur fréquence-tension, etc.

Générateur d'enveloppe : appelé aussi « enveloppe Shapper », ce circuit a pour but de moduler en amplitude un signal suivant une courbe modelable par l'utilisateur et d'une manière non cyclique. Ce circuit peut contrôler l'attaque, le temps de tenue du son et le temps d'atténuation. Une entrée de contrôle peut agir sur le déclenchement ou sur la longueur du temps d'atténuation. Le générateur d'enveloppe peut se redéclencher automatiquement : à ce moment, il y a une quatrième commande qui règle le temps de silence entre chaque répétition. La tension de contrôle du VCA peut être utilisée pour la commande d'autres modules (Trapézoïde — **Figure 4**).

Modules de sortie : assurent la correction de tonalité (filtres passifs) et amplificateurs à voltage control (VCA) **(Figure 5).**

Organisation générale

Tous ces modules sont rassemblés dans la même console, selon, par exemple, le schéma de la **Figure 6,** avec tous les boutons sur la face avant.

Le système d'inter-connexion peut se faire de deux manières : soit par des fiches jack et des cordons de liaison entre les entrées et sorties choisies, soit par une matrice à trou où les entrées se trouvent en abscisse et les sorties en ordonnée. La connexion se fait en enfonçant une aiguille dans le trou correspondant à la jonction qu'on a choisie **(Figure 7).**

L'ordinateur et le « control voltage »

Une calculatrice peut très bien servir de source de courant pour la commande des modules ; il suffit pour cela d'intercaler un convertisseur digital/analogique entre les deux appareils. Voir **Figure 8.** Le programme sera établi en fonction de nombreux critères dont les détails dépassent le cadre de cet article.

Les sorties sont désignées par des adresses et comportent un certain nombre de « bits » (binary digits) qui sont des cases de sortie. Un mot de 8 bits (octet) est un nombre à 8 chiffres binaires. Le convertisseur digital/analogique transforme ces chiffres en tensions proportionnelles à leurs valeurs. Il faut un convertisseur par sortie ; celui-ci doit être suffisamment performant pour suivre les vitesses de calcul de la machine. La sortie analogique du convertisseur est reliée par jack à une des entrées du synthétiseur **(Figure 9).**

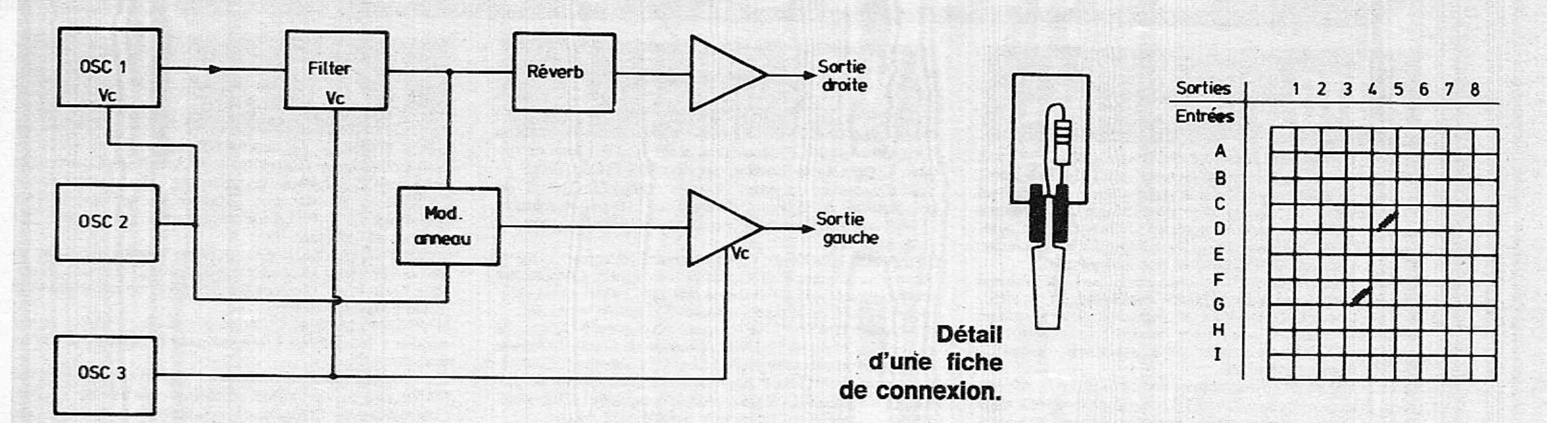
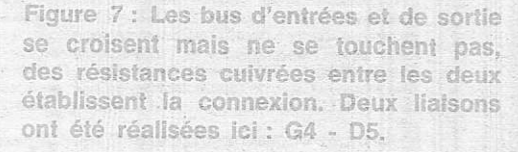


Figure 6 : Exemple d'utilisation des modules du synthétiseur.


Figure 7 : Les bus d'entrées et de sortie se croisent mais ne se touchent pas, des résistances cuivrées entre les deux établissent la connexion. Deux liaisons ont été réalisées ici : G4 - D5.

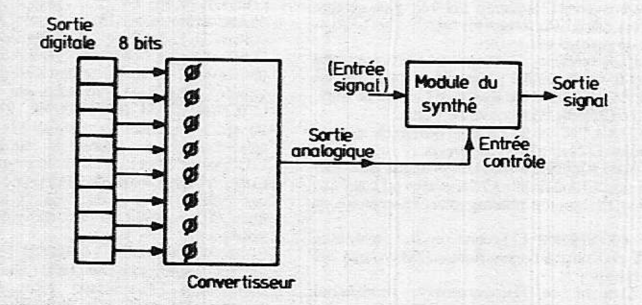


Figure 8 : Métamorphose d'un chiffre en tension au moyen d'un convertisseur digital analogique puis changement de cette tension en fréquence ou autre modulation grâce au voltage control.

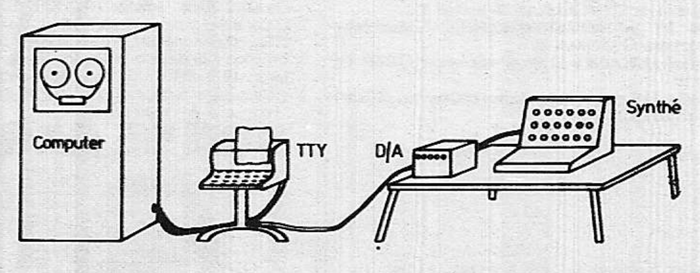


Figure 9 : Chaîne de synthèse digitale/analogique ordinateur et périphérique, convertisseur D/A, synthétiseur.

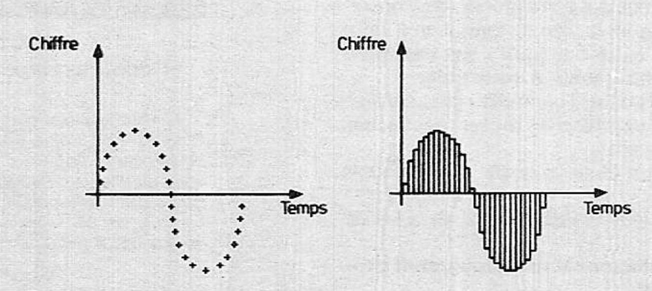


Figure 10 : Métamorphose de série de chiffres en série de tension sous forme de courbe sinusoïdale.

La synthèse digitale

Si l'ordinateur utilisé est assez performant, il est possible de l'utiliser sans synthétiseur ; c'est-à-dire que la sortie analogique du convertisseur est reliée directement à un ensemble ampli-haut-parleur.

Les chiffres qui sortent de l'ordinateur doivent se suivre de telle façon que la courbe à la sortie du convertisseur soit celle d'un signal audio **(Figure 10).** Une telle pratique demande une connaissance très approfondie des phénomènes acoustiques et harmoniques et n'est guère utilisée que pour des échantillons sonores. Cela ne peut pas être utilisé en direct. Néanmoins, les résultats obtenus sont spectaculaires : Jean-Claude Risset, qui est chargé du secteur informatique de l'IRCAM (Centre de Recherche Musicale du centre G.-Pompidou), a produit quelques œuvres utilisant ce procédé. Les sons obtenus ne sont réalisables avec aucun autre instrument, mais les œuvres sont enregistrées une fois pour toutes. Le progrès aidant, on arrivera certainement un jour à produire une synthèse digitale « en direct ».

Par exemple, il est possible de produire un son dont la fréquence diminue apparemment, alors qu'elle augmente. L'effet est obtenu en augmentant l'amplitude des harmoniques de rang 3 et 5 au fur et à mesure que la fréquence diminue, tout en atténuant la fondamentale jusqu'à sa disparition, où elle sera alors remplacée par l'harmonique 2 et, toutes les harmoniques ayant sauté d'un cran, on recommence et personne n'a rien vu...

P.Y. MONFRAIS



Traitement des signaux B.F. et montages opto-électroniques

Egaliseur graphique stéréo 2 x 9 voies

Cet appareil a été décrit dans **Electronic Experimenter Handbook de 1977.** Son auteur est **GARY KAY.**

Entièrement réalisé avec des circuits intégrés, il comporte deux canaux stéréophoniques identiques. L'un des deux est représenté à la **figure 1.**

Voici l'essentiel sur le principe et le fonctionnement de cet égaliseur graphique.

Le signal à modifier est appliqué à l'entrée G (g = gauche) d'où il passe par le point (A) et R_1, à l'entrée non inverseuse (marquée +) du CI — 1.

A noter que dans chaque canal G et D on utilise six CI à deux amplificateurs opérationnels, chacun désigné par « 1/2 » CI.

De la sortie **x** de ce CI partent 9 voies de tonalité, toutes réalisables selon le schéma représenté dans le rectangle pointillé.

Elles sont toutes identiques, sauf en ce qui concerne les capacités dont les valeurs ne sont pas indiquées sur le schéma. Ces valeurs (voir plus loin) déterminent les fréquences médianes, à gain maximum de chacun de ces filtres.

Au point **u** il y a jonction de toutes les sorties des voies de tonalité.

A partir du point **u** on trouve 1/2 CI — 6 suivi de l'autre moitié de CI — 6, constituant un **réamplificateur** compensant la perte de gain des étages précédents.

La sortie du canal est à C_{22} et celle de l'autre canal à la borne F reliée à C_{22} du canal droit, homologue de C_{22} du canal gauche.

Le commutateur S_1 est à deux pôles et deux directions. En position DIR (directe) le signal d'entrée est transmis directement à la sortie correspondante sans passer par l'égaliseur.

En position EG, le signal passe par l'égaliseur qui le modifie. Le point I est relié à la ligne de commutation du canal droit.

Analyse du montage Entrée

Le 1/2 CI-1 n'a aucun effet sur la courbe de réponse. Il est soumis à une contre-réaction intense, grâce à la liaison directe entre la sortie S et l'entrée inverseuse (marquée —).

Ce montage confère à l'étage 1, une entrée à haute impédance et une sortie à basse impédance, caractéristiques, nécessaires dans un appareil de ce genre.

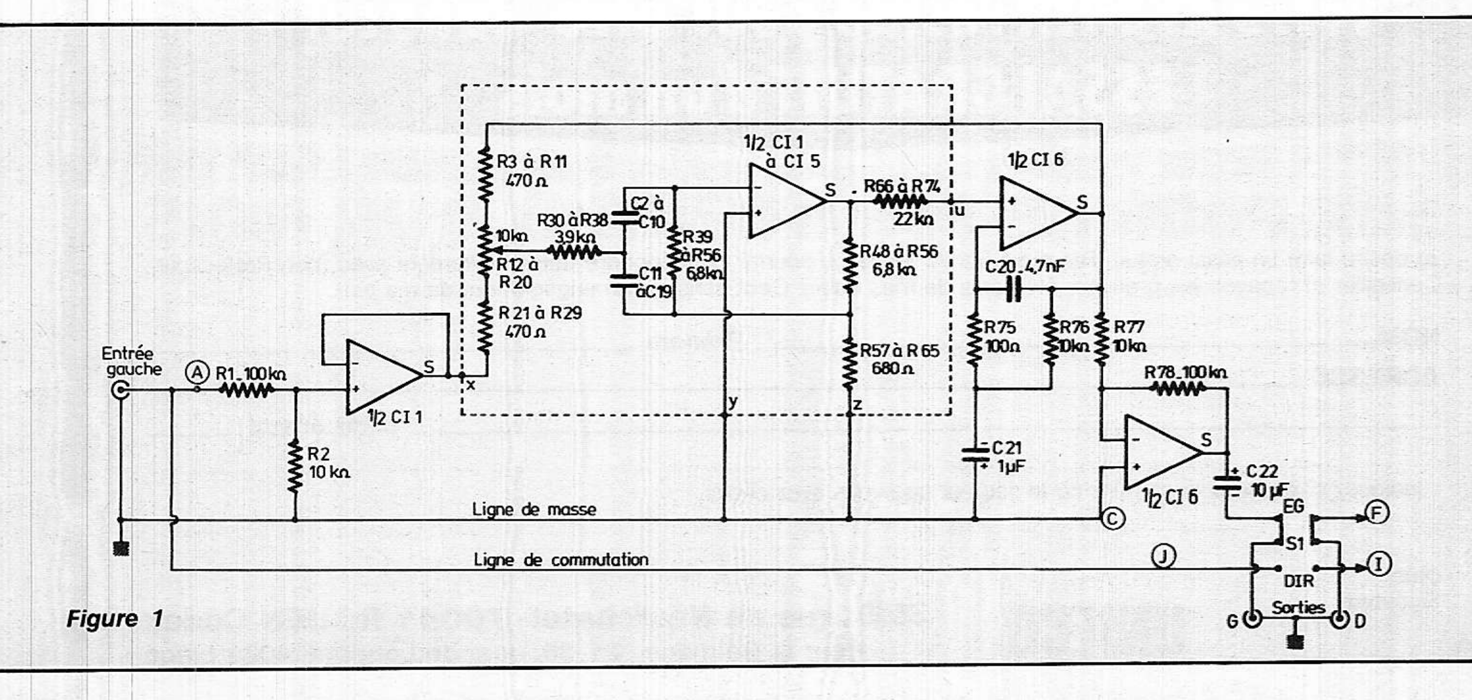


Figure 1

Etage filtre

Chacune des 9 voies est constituée par un circuit de réglage de gain, essentiel dans un égaliseur, et un filtre actif utilisant un élément de CI utilisant la moitié restante de CI-1 et 1/2 CI de CI-2 à CI-5, en tout 9 amplificateurs opérationnels pour les 9 voies.

Ces filtres sont des **passe-bandes actifs.** Les fréquences médianes de ces filtres sont croissantes par progression géométrique de RAISON 2, c'est-à-dire, en langage acoustique et musical, par octave. Voici au tableau I ci-après les valeurs des capacités convenant à chaque voie.

Voie	50 Hz	C_2	= C_{11}	=	0,22	µF
Voie	100 Hz	C_3	= C_{12}	=	0,12	µF
Voie	200 Hz	C_4	= C_{13}	=	56	nF
Voie	400 Hz	C_5	= C_{14}	=	27	nF
Voie	800 Hz	C_6	= C_{15}	=	15	nF
Voie	1600 Hz	C_7	= C_{16}	=	8,2	nF
Voie	3200 Hz	C_8	= C_{17}	=	3,9	nF
Voie	6400 Hz	C_9	= C_{18}	=	1,8	nF
Voie	12800 Hz	C_{10}	= C_{19}	=	1000	pF

Théoriquement, en partant de 0,22 µF, il aurait fallu adopter à la voie suivante la moitié de la valeur, c'est-à-dire, progressivement, 0,11 µF, 55 nF, 27,5 nF, 13,75 nF, 6,875 nF, 3.437 nF, 1,718 nF et 850 pF environ.

La précision du montage y gagnerait, mais il est difficile de trouver des valeurs non normalisées. De plus, un choix précis des capacités présuppose le choix des autres éléments homologues ayant des valeurs identiques dans toutes ces voies. On utilisera toutefois des composants R et C à tolérance de ± 5 %, ou mieux pour limiter les erreurs.

Sortie

Remarquons que les deux 1/2 CI amplificateurs de sortie sont à contre-réaction. Le premier à 1/2 CI-6 est à contre-réaction sélective améliorant la courbe de réponse générale lorsque les 9 réglages des voies sont au point neutre, milieu des pistes des potentiomètres linéaires.

Les CI sont tous des 5558, donc six 5558 c'est-à-dire 12 amplificateurs opérationnels identitques.

Le 5558 existe chez SIGNETICS (LA RADIOTECHNIQUE). Son équivalent exact est le MC 1458 de MOTOROLA.

A la figure 2 on a représenté les deux sortes de boîtiers de ce CI. En (A) boîtier cylindrique et en (B), boîtier rectangulaire. Les deux sont à 8 broches (ou fils), vus de dessus, donc avec les fils ou broches vers le bas.

Dans les deux présentations, le brochage est le même. A noter les points d'alimentation : 8 : — AL, 4 : + AL.

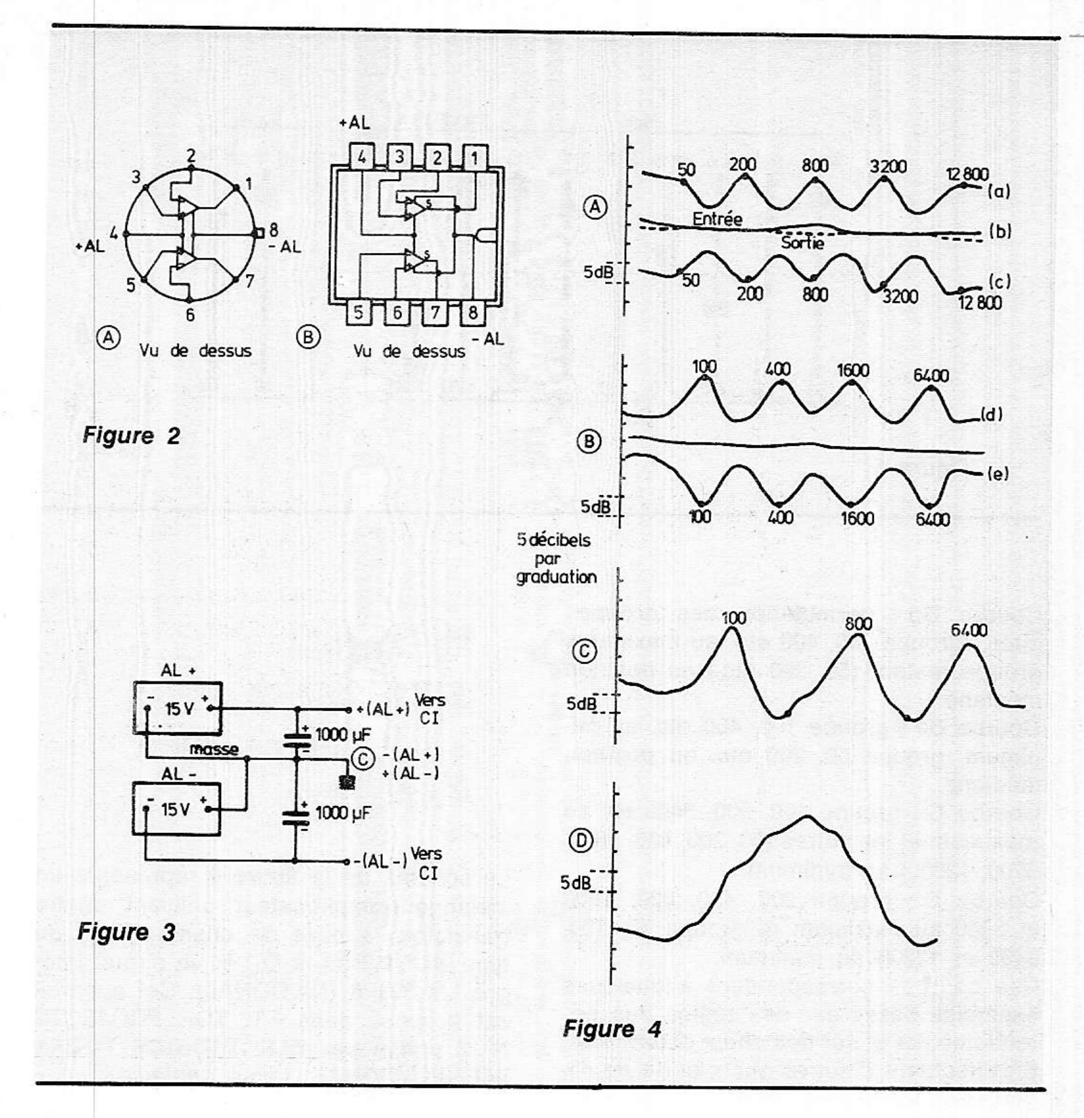


Figure 2

Figure 3

Figure 4

En ce qui concerne celle-ci, indiquons qu'il faut disposer d'une alimentation de ± 15 V, pouvant être non régulée, mais à **très bon** filtrage.

Le branchement des deux sources de 15 V est indiqué à la **figure 3.** La source AL + avec le + à tous les points 4 des CI. La source AL — avec le — à tous les points 8 des CI. La masse est aux points — de la source AL + et + de la source AL —, de 15 V chacune valeur non critique, mais il faut que les deux sources donnent la même tension, à ± 5 % près.

Caractéristiques :

Réponse générale : 20 Hz à 20.000 Hz à 3 dB près.

Ronflement et souffle : 65 dB au-dessous de 1 V efficace.

Impédance d'entrée : 100 kΩ.

Impédance de sortie : < 10 kΩ.

Gain des filtres actifs : 1.

Distorsion selon le signal de sortie e_s, e_s = 10 V, D = 0,0095 %, f = 1 kHz.

Tension recommandée de sortie : 1 V efficace.

Réglages

A la **figure 4** on indique, parmi une infinité, quelques formes de courbes de réponse pouvant être obtenues avec cet appareil.

Chaque réglage R_{12} à R_{20} peut s'effectuer entre un minimum et un maximum. De plus, il existe un point situé entre ces deux extrêmes, pour lequel la courbe de réponse est linéaire à peu de choses près.

Les courbes de la **figure 4** ont été obtenues dans les conditions suivantes :

Courbe Aa : potentiomètres des réglages 50, 200, 800, 3200 et 12800 Hz au maximum, les autres : 100, 400, 1600, 6400 en position médiane. Cela donne des bases aux fréquences cités en premier.

Courbe Ab : tous les potentiomètres en position médiane. La courbe en traits pleins est celle du signal d'entrée et celle en traits interrompus, celle de sortie, le signal ayant traversé l'égaliseur.

Courbe Ac : le groupe 1 (50, 200 etc.) au minimum et le groupe restant (100, 400, etc.) en position médiane.

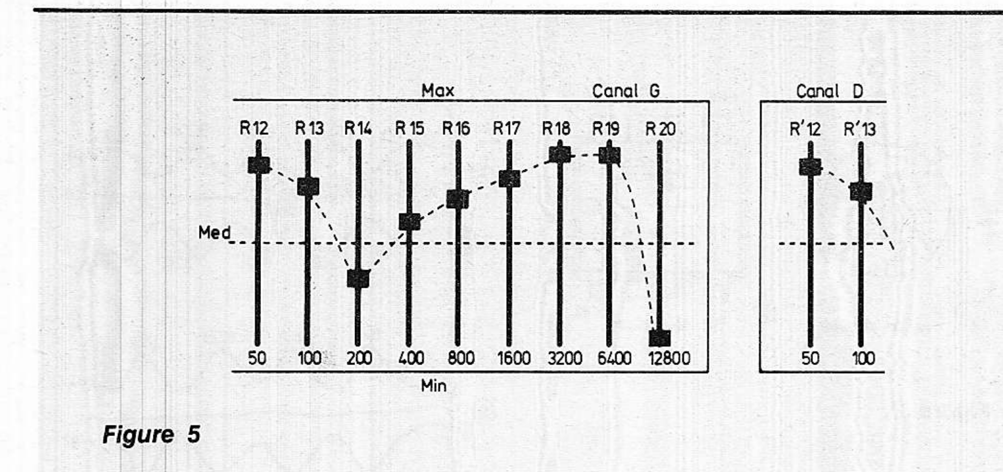


Figure 5

Courbe Bd : permutation des groupes cités : groupe 100, 400 etc. au maximum, groupe restant (50, 200 etc.) en position médiane.

Courbe Be : groupe 100, 400 etc. au minimum, groupe 50, 200 etc. en position médiane.

Courbe C : groupe 100, 800, 6400 Hz au maximum et les autres (50, 200, 400, 1600, 3200, 12800) au minimum.

Courbe D : groupe 200, 400, 800, 1600 et 3200 au maximum et groupe 50, 100, 6400 et 12800 au minimum.

Ces courbes correspondent à quelques exemples basés sur des règles des potentiomètres et sur des choix déterminés. En effectuant d'autres choix et en ne réglant pas R_{12} à 20 au maximum, au minimum ou au milieu, on obtiendra une infinité de courbes de réponse.

L'égaliseur est dit graphique en raison de la disposition des potentiomètres linéaires et rectilignes utilisés, comme on le montre à la **figure 5.**

La courbe passant par les emplacements de boutons, donne une **idée** des effets obtenus. Ainsi, dans le cas de la disposition indiquée il y aura un creux vers 200 Hz, un gain croissant jusqu'à 3200 Hz, un gain égal vers 6400 Hz et une chute rapide de 6400 à 12800 Hz.

Le niveau des boutons est généralement indiqué par des nombres, ne correspondant pas aux atténuations ou aux gains, exprimés en décibels ou en rapports mais ne servant que de repérages pour retrouver un réglage effectué dans une expérience précédente.

La courbe sert de guide et l'oreille ou un appareil de mesure (oscilloscope et vobulateur par exemple) permettront, si nécessaire, d'améliorer les réglages.

Sur la **figure 4** on indique les différences de niveaux, en décibels.

L'appareil consomme quelques dizaines de milliampères. Le transformateur d'alimentation doit donner 2 fois 12 V sur 80 mA ou plus, avec un redresseur en pont et deux tensions de sortie.

Mélangeur à transistors à effet de champ 4 entrées

Le schéma de la **figure 6** représente un mélangeur-amplificateur utilisant quatre transistors à effet de champ (FET) du type 2N 5459 (Q_1 à Q_4) et un circuit intégré LM 301 A (NATIONAL). Cet appareil est proposé dans ETI TOP PROJECTS **N° 2 publié par ELECTRONICS TODAY INTERNATIONAL,** revue anglaise.

Le mélangeur possède quatre entrées et une seule sortie mais il est aisé de modifier le nombre des entrées, par exemple 2 ou 3, ou plus.

Chaque entrée peut servir de branchement pour une source donnée. Si une entrée n'est pas utilisée, on pourra la laisser non connectée et en réglant le potentiomètre à zéro, c'est-à-dire avec le curseur tourné à fond vers l'extrémité de masse.

Les potentionmètres RV_1 à RV_4 permettent de doser les tensions transmises à la ligne commune, entre le maximum et la tension nulle. On a effectué les liaisons vers les transistors, par des résistances R_1 à R_4 de 100 kΩ. Les extrémités de ces résistances sont reliées aux grilles G des transistors. Ceux-ci sont montés en drain (D) commun. De ce fait les quatre drains sont reliés ensemble à la ligne positive de la branche positive de la double alimentation ± 9 V.

D'autre part, les signaux amplifiés par les transistors à effet de champ, sont obtenus sur les sources S. Les extrémités des résistances de charge R_5 à R_8, de 10 kΩ, sont reliées ensemble à la ligne négative, le — de la batterie de 9 V de la branche négative d'alimentation.

Les signaux sont transmis à la ligne commune par l'intermédiaire d'un condensateur de 4,7 µF 25 V (C_1 à C_4) et d'une résistance de 10 kΩ (R_9 à R_{12}).

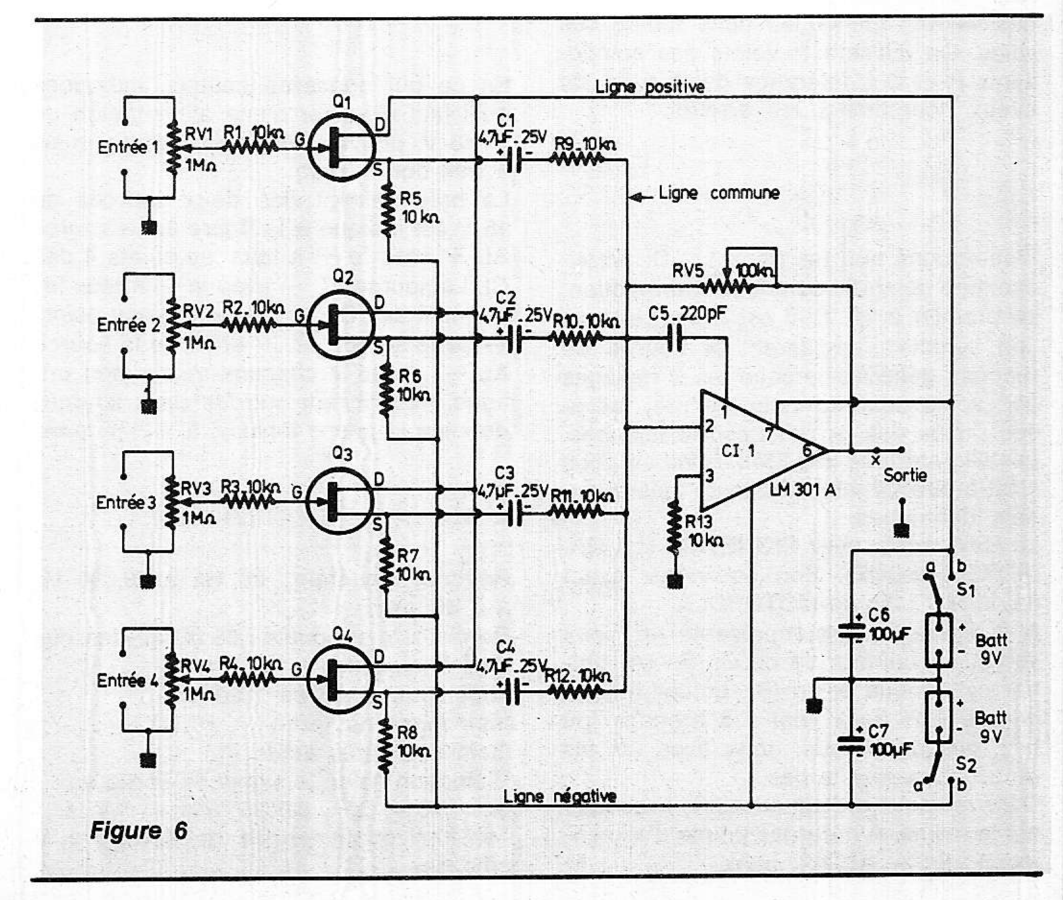


Figure 6

La ligne commune (ou BUS) est reliée à l'entrée inverseuse point 2 du circuit intégré LM 301 A, tandis que l'entrée non inverseuse, point 3, est reliée par R_{13} de 10 kΩ, à la masse.

Au point 6 du CI, on trouve la sortie. Le signal mélangé peut être transmis à l'appareil auquel il est destiné.

Pour éviter tout court-circuit, en continu, on pourra intercaler au point **x** un condensateur d'isolation, de 50 µ 25 V, par exemple.

Ce circuit intégré nécessite deux alimentations de 9 V. De ce fait, le point 7 est relié à la ligne positive et le point 4 à la ligne négative.

C_5 de 220 pF effectue la compensation tandis que RV_5 de 100 kΩ, potentiomètre monté en résistance, connecté entre la sortie et l'entrée inverseuse, permet d'effectuer une contre-réaction non sélective, servant à la fois, à la diminution de la distorsion et comme réglage général de gain.

En effet, lorsque RV_5 est au maximum de sa valeur, 100 kΩ, la contre-réaction est au minimum et le gain, maximum. Si RV_5 est au minimum de sa valeur, la contre-réaction est la plus intense et le gain est minimum.

Comme on l'a dit plus haut, l'alimentation comprend deux sources de tension de 9 V chacune, montées en série et dont le point commun est relié à la ligne de masse.

La mise en marche et l'arrêt nécessitent un interrupteur double à deux positions, S_1 — S_2.

En position (a) l'alimentation est coupée aux deux extrémités. En position (b) les lignes positive et négative sont reliées au + 9 et — 9 V des batteries 1 et 2 respectivement.

A la **figure 7,** on donne en (A) le brochage des transistors Q_1 à Q_4. Les embases sont vues avec les trois fils orientés vers l'observateur et la partie du boîtier vers le bas. Dans ces conditions, les fils sont, de gauche à droite, G = grille, D = drain, S = source.

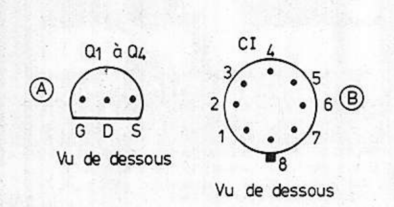


Figure 7

En (B) on donne l'aspect de l'embase du circuit intégré CI-1, vue de dessous. Le fil 8 est celui près de l'ergot. Les fils 7, 6... 1 sont ceux qui se succèdent dans le sens trigonométrique (ou **inverse** de celui de rotation des aiguilles d'une montre).

Emploi

Ce mélangeur convient bien pour le mélange des sons de guitares et de microphones par exemple, trois guitares et un microphone (pour un chanteur ou pour des annonces).

Grâce aux résistances élevées des potentiomètres RV_1 à RV_4, de 1 MΩ chacun, il sera possible de connecter à ces entrées toutes sortes de sources, de haute et de basse impédance, depuis 10 Ω jusqu'à 1 MΩ : pick-ups piézo, pick-ups magnétiques, sorties de magnétophones, sorties de radio, son TV, etc.

Les niveaux des tensions fournies par les sources de son peuvent être compris entre 10 mV et 2 V.

Le gain maximum pouvant être atteint avec ce montage, est de 20 dB et la linéarité est, à 1 dB près, constante entre 20 Hz et 10 kHz.

A 20 kHz, le gain tombe de 1 dB.

On ne décèlera un souffle gênant que si les sources sont à faible niveau, au-dessous de 10 mV.

Cet appareil est à faible consommation et les batteries spéciales de 9 V peuvent fonctionner pendant 100 heures sans interruption.

L'emploi des batteries est recommandé lorsque les sources des signaux sont à faible niveau. Cela évitera des ronflements. Une alimentation secteur de ± 9 V peut être également utilisée. L'impédance de sortie de ce mélangeur est réduite, inférieur à 100 Ω, ce qui autorise le branchement de ce mélangeur à toute entrée d'appareil, d'impédance égale ou supérieure à 2 kΩ.

On branchera le mélangeur aux sources de signaux et à l'appareil qui doit le suivre, à l'aide de câbles à un conducteur intérieur, sous tresse métallique, mis à la masse. Le mode de réglage est le suivant.

1) Placer RV_5 en une position moyenne quelconque.

2) Brancher les sources et régler le dosage des signaux avec RV_1 à RV_4.

3) Régler la puissance du signal mélangé avec RV_5.

Ce mélangeur pourra être suivi d'un bon amplificateur. Pour les PU magnétiques, disposer entre le PU et l'entrée, un préamplificateur-correcteur.

Montages à photo transistors à base accessible

Il existe des applications dans lesquelles, le signal lumineux, destiné à sensibiliser un montage optoélectronique, décroît d'une manière mal définie, comme par exemple, le crépuscule. Pour éviter un montage compliqué, on pourra utiliser des phototransistors à base accessible comme par exemple les types BPX 38, BPX 43, BPY 62. La photosensibilité de ces types décroît rapidement.

Voici d'abord à la **figure 8** un montage de **photodéclencheur** utilisant un phototransistor Q_1 = BPY 62 et un transistor NPN, Q_2 = BCY 58.

Les valeurs des éléments de ce montage sont indiquées sur le schéma.

A l'état d'obscurité, Q_1 est bloqué et le collecteur est à une tension élevée. Dans ce cas, Q_2 est conducteur. Le courant traversant R_1 est celui de la base de Q_2. La tension de sortie U_s est la tension de saturation collecteur-émetteur de Q_2. Sa valeur est pratiquement nulle. Aucun courant de base de Q_1 ne peut circuler dans la résistance de réaction R_2, vers Q_1.

D'autre part, la diode convenablement orientée, ne permet pas à R_2 de servir de résistance de fuite de la base de Q_1.

Lorsque la lumière apparaît sur le phototransistor, celui-ci devient conducteur. Il y a alors un courant de collecteur passant par R_1 et par conséquent, diminution de la tension et du courant de la base de Q_2.

Ce transistor a alors un courant de collecteur plus faible, ce qui fait augmenter U_s.

Le phototransistor devient alors brusquement conducteur par effet de réaction.

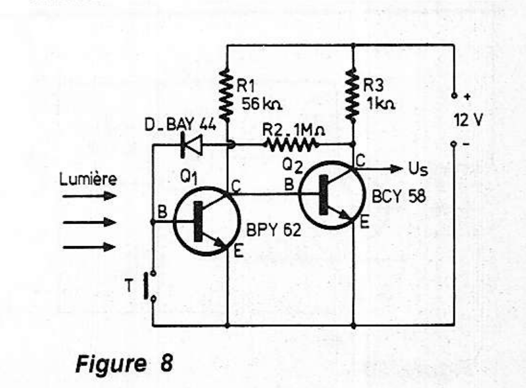


Figure 8

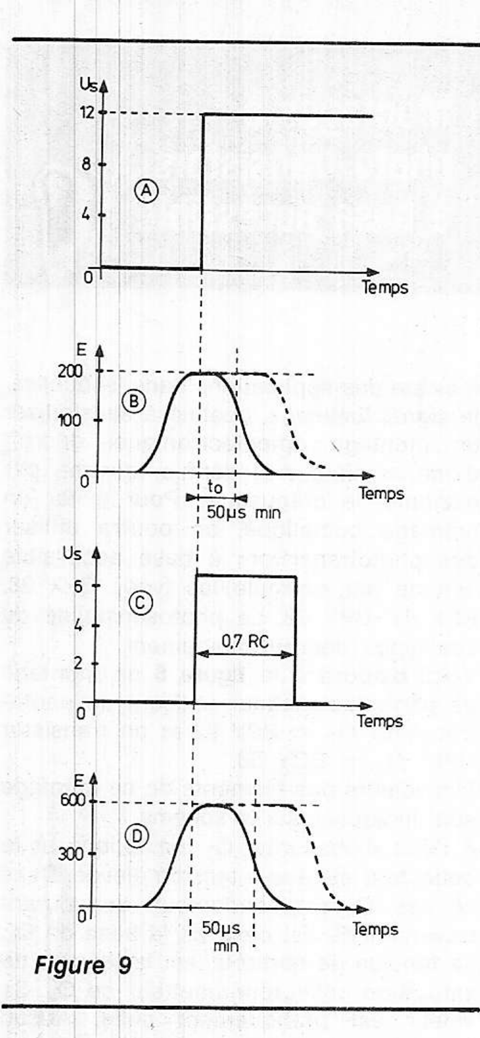


Figure 9

En effet, si U_s augmente, la diode devient conductrice, la base de Q_1 devient plus positive ce qui agit sur Q_1. En même temps Q_2 se bloque et U_s atteint la presque totalité de la tension de 12 V.

Après l'impulsion lumineuse, les états de Q_1 et Q_2 sont conservés.

Pour rétablir l'état initial, c'est-à-dire l'état correspondant à l'obscurité, il faut couper la tension d'alimentation ou relier la base de Q_1 à l'émetteur, avec la touche T représentée sur le schéma.

En (A) **figure 9** on indique la variation de U_s en fonction du temps. En ordonnées on a indiqué U_s en volts et en abscisses, le temps.

La variation de l'éclairement E, en lux, est indiquée en (B) de la même figure. La durée minimum de l'impulsion est de 50 µs.

Un montage analogue est donné à la **figure 10.** Le transistor Q_2 est un PNP du type BCY 78, tandis que le phototransistor est un BPY 62 comme précédemment. Le diode joue le même rôle. Elle est en série avec R_3 de 1 M. Son anode est connectée au collecteur du transistor PNP, Q_2.

Après branchement de l'alimentation, Q_1 est bloqué lorsqu'il y a obscurité, ce qui donne un courant de base nul pour / Q_2. De ce fait, ce dernier est également bloqué et aucun courant ne passe par la résistance de charge R_4 insérée entre collecteur et — alimentation.

Dès qu'il y a lumière, Q_1 devient conducteur et il en est de même de Q_2. Le collecteur de Q_2 est alors porté à une tension élevée. Cela rend conductrice la diode et le courant de base de Q_1 peut circuler dans ce phototransistor et maintenir l'état conducteur.

Aux **figures 9 (A) et 9 (B)** on donne les diagrammes impulsionnels correspondant aussi à ce montage.

Le troisième montage est un multivibrateur monostable. Il est représenté à la **figure 11.**

L'alimentation est de 6 V. Lorsque le phototransistor Q_1 est éclairé, il fournit le signal de déclenchement électrique à Q_2. A la sortie on dispose du signal U_s. La durée de l'impulsion est égale à 0,7 RC comme montré en (C) **figure 9** et celle de l'impulsion lumineuse doit être de 50 µs minimum.

Dans la constante de temps 0,7 RC, R est la résistance R_3 de 82 kΩ et C est C_1 de 1000 µF maximum. Par exemple, avec ces valeurs, on a :

$$0{,}7\ RC = 57{,}4 \text{ secondes.}$$

On pourra utiliser dans les montages décrits, les phototransistors BPX 38 et BPX 43.

Les trois phototransistors ainsi que les transistors et les diodes sont des SIEMENS. L'excitation lumineuse s'effectuera à l'aide de lampes à incandescence. Les phototransistors sont des planars au silicium, NPN, sous boîtier TO 18 (ou DIN 18 A3). Leur collecteur est relié au boîtier. L'émetteur est repéré par un ergot sur l'embase. La base est accessible comme indiqué plus haut (Revue technique SIEMENS).

Ces montages, tirés de revues étrangères, sont donnés à titre d'informations techniques mais n'ont été ni réalisés, ni testés par nos techniciens.

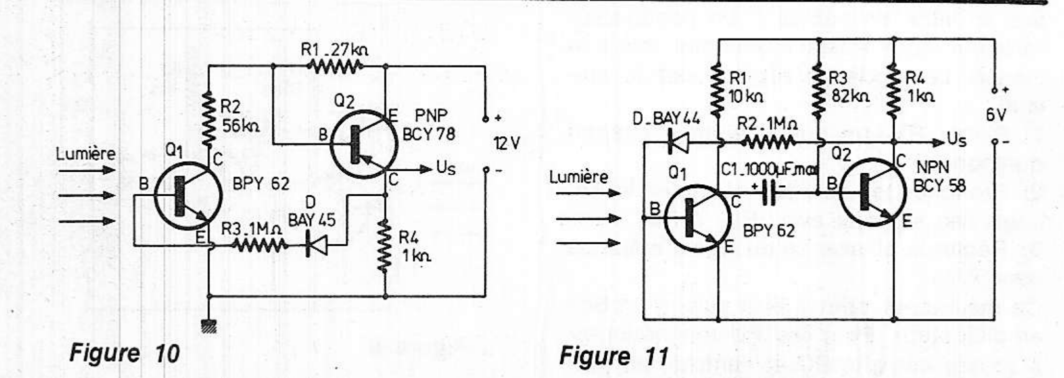


Figure 10

Figure 11

Vous avez apprécié cette revue, suivez le guide et partagez les vôtres…

Comment faire le vide dans vos placards, contribuer à la collecte du vieux papier et emmener votre bibliothèque (Et celle des autres) en vacances sans payer de surtaxe à l'aéroport.

Chapitre I : Découpage.

Pas le choix, un bon massicot capable de couper 100 pages (Ca existe ?) ou une latte, de préférence en métal, un bon cutter et un support pour épargner votre table de cuisine…

Chapitre II : Scannage.

Si vous ou votre patron avez un scanner recto-verso qui converti en pdf passez au chap. III.

Sinon il vous faut au minimum un scanner avec chargeur (Ou être insomniaque). Il est important que le programme de gestion du scanner soit convivial. Pour éviter/réduire les images fantômes du verso de la page qui apparaissent par transparence augmenter lumière et contraste de 10-15 %, ça aide beaucoup.

Scannez toutes les pages (1 pdf par page) impaires dans la directory 1 et renommez le début du fichier (FileRenamer fait ça très bien, increment, step 2, start from 1) : 001, 003, 005… 055. (Par exemple). Retournez le paquet, scannez dans la directory 2 (A l'envers, la première page scannée sera la dernière du livre!) et renommez à l'envers (FileRenamer : decrement, step 2, start from 56) : 056, 054, 052… 002. Transférez les deux directories dans une directory commune et fusionnez toutes les pages en un seul fichier avec votre prg favori. (PDF Tools de Tracker Soft fait ça très bien).

Tous les prg cités sont en version d'essai sur eMule ;-)

Chapitre III : Partagez.

Sur Rapidshare & co c'est bien mais encore faut-il trouver les liens et avoir la chance que les fichiers n'aient pas été effacés… à la demande des éditeurs ! Torrent faut chercher beaucoup aussi, eMule il faut un peu de patience mais on trouve tout et tout de suite. Merci de soutenir eMule. Si vous avez des (vieilles) séries genre : Bateaux, Voile Magazine, Motor Boat, Neptune… merci ôssi, ça se fait rare.

Au boulot…

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis.
Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran.
Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes un explorateur pas mal : XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)
Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

En ligne prochainement plusieurs centaines de Radio Plans & Elektor depuis les années '70.
Faite une recherche avec « index radio plans electronique maj » ou « index elektor electronique maj » pour la liste complète des sommaires.